

Proyecto Fin de Carrera

ROBUST CSI FEEDBACK FOR HIGH USER VELOCITY

Autor

Laura Portolés Colón

Director

Prof. Markus Rupp

Ponente

Paloma García Ducar

Escuela de Ingeniería y Arquitectura

Diciembre de 2014

Resumen

El incesante aumento del uso de las comunicaciones móviles durante las últimas décadas y el desarrollo de nuevas aplicaciones que requieren un gran flujo de datos han sido las principales motivaciones para el desarrollo del nuevo estándar de comunicaciones móviles LTE (*Long Term Evolution*). El Release 8 fue concluido por 3GPP (*Third Generation Partnership Project*) en 2008 y con éste el rendimiento, comparado con las anteriores tecnologías, se ha incrementado considerablemente gracias a varios avances introducidos en el sistema de comunicaciones.

El trabajo realizado consiste en mejorar las comunicaciones en escenarios a alta velocidad donde las características del canal sufren un deterioro significativo, debido a una débil correlación temporal del canal y a una elevada latencia en el feedback de información desde el usuario hacia la estación base. Por estas razones el presente proyecto ha sido desarrollado en el simulador LTE de nivel de enlace descendente disponible en el Instituto de Telecomunicaciones de la universidad de Viena. El trabajo está centrado en la estimación de los indicadores de feedback en escenarios a alta velocidad, necesarios para llevar a cabo la adaptación del enlace.

Anteriormente, la adaptación del enlace en el simulador fue desarrollada y optimizada para escenarios a baja velocidad donde el retardo en el enlace ascendente puede considerarse nulo para obtener resultados suficientemente precisos. Por esta razón el cálculo de la información del estado del canal (*Channel State Information, CSI*), necesaria para adaptar el enlace y que se lleva a cabo en el receptor, está basada en el conocimiento instantáneo del canal. Como resultado del aumento de la velocidad el rendimiento obtenido por el usuario móvil decrece drásticamente. El descenso de la correlación temporal y el incremento de retardo en el enlace de subida provocan que el CSI reportado a la estación base sea información desactualizada en el momento de su utilización. Específicamente, el CSI consiste en tres indicadores de feedback cuyo objetivo es mejorar la eficiencia del canal maximizando todas las ganancias que OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing Access*) y MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*) ofrecen al mismo tiempo que manteniendo un nivel de BLER (*Block Error Ratio*) por debajo del 10%. Los tres indicadores son: el indicador del estado del canal (*Channel Quality Indicator, CQI*), el indicador de rango (*Rank Indicator, RI*), y el indicador de matriz de precodificación (*Precoding Matrix Indicator, PMI*). A alta velocidad la estimación de estos indicadores no es rigurosa si está exclusivamente basada en información actual del canal, por esta razón en este proyecto se van a implementar nuevos algoritmos de feedback que tienen en cuenta además de la información instantánea, las estadísticas del canal.

El objetivo final de la implementación de estos algoritmos es mejorar el rendimiento obtenido en el usuario mediante un incremento del *throughput* y una reducción de la BLER medida en el receptor.

Agradecimientos

Supone para mí una gran satisfacción el haber podido llevar a cabo este proyecto en el Instituto de Telecomunicaciones de la Universidad Tecnológica de Viena. Me gustaría expresar mi gratitud en primer lugar al Profesor Markus Rupp (Vienna University of Technology), por permitirme entrar a formar parte del grupo de investigación de LTE, en segundo lugar a Stefan Schwarz (Vienna University of Technology), que ha supervisado continuamente mi trabajo diario, ayudándome a encontrar soluciones a los problemas para después desarrollarlas en el simulador, y por último pero no sin menos importancia a Paloma García (Universidad de Zaragoza), por sus sugerencias y consejos desde España.

Hay otras muchas personas que han estado presentes en mi vida durante estos últimos meses que he pasado en Viena. Quizás no han estado conmigo personalmente, sin embargo, desde la distancia, ellos siempre me han apoyado y animado con mis estudios. Las personas más importantes que me gustaría nombrar aquí son, mis padres, Inma y Santiago, mi hermana Cristina y Jaime. Sin su respaldo nunca hubiese sido capaz de vivir esta experiencia única.

Tabla de contenidos

Resumen	3
Agradecimientos.....	4
Lista de figuras.....	6
Lista de tablas	7
Lista de abreviaciones	8
1. INTRODUCCIÓN Y MOTIVACIÓN	11
2. LONG TERM EVOLUTION.....	15
2.1 Evolución de las comunicaciones móviles	15
2.2 Descripción de Long Term Evolution	15
2.2.1 Características y requerimientos de LTE	15
2.2.2 Arquitectura de red	16
2.2.3 Capa física	17
2.2.4 Modelado del feedback.....	19
2.3 Parámetros relevantes a alta velocidad	26
2.4 Arquitectura del simulador de nivel de enlace descendente.....	28
3. ALGORITMOS DISEÑADOS PARA INCREMENTAR EL RENDIMIENTO A ALTA VELOCIDAD	33
3.1 Algoritmos que cumplen el 10% de BLER	33
3.1.1 Estudio del CQI	33
3.1.2 Estudio del RI y PMI	37
3.1.3 Evaluación en un canal selectivo en frecuencia con varios usuarios	41
3.2 Algoritmos que mejoran el throughput.....	44
3.2.1 Estudio del CQI	44
3.2.2 Estudio del RI y PMI	50
3.2.3 Evaluación en un canal selectivo en frecuencia con varios usuarios	53
4. CONCLUSIONES Y LINEAS FUTURAS DE INVESTIGACIÓN	55
Evolución temporal del trabajo realizado	58
Referencias	59
Anexo. Otros métodos implementados para mejorar el throughput.....	63

Lista de figuras

Figura 2-1 Evolución de las tecnologías 3GPP	15
Figura 2-2 Arquitectura de red LTE.....	16
Figura 2-3 Espaciado entre subportadoras OFDM	17
Figura 2-4 Estructura de la señal OFDM en tiempo y frecuencia.....	18
Figura 2-5 Capacidad BICM para modulaciones 4, 16 y 64-QAM	23
Figura 2-6 Correlación temporal en un canal Rayleigh fading	26
Figura 2-7 Variación de la SINR en el receptor	27
Figura 2-8 Pérdida de rendimiento en el usuario debido al retardo en el UL.....	28
Figura 2-9 Arquitectura del simulador de nivel de enlace	30
Figura 3-1 Curvas de BLER para CQI 1-15 con las peores condiciones de canal	33
Figura 3-2 Curvas de BLER para CQI 1-15 con las mejores condiciones de canal	34
Figura 3-3 Comparación de métodos que cumplen el 10% de BLER.....	35
Figura 3-4 Comparación de métodos que cumplen el 10% de BLER frente a fd	36
Figura 3-5 2x2 MIMO, correlación nula entre antenas	38
Figura 3-6 2x2 MIMO, comparación de métodos que cumplen con el 10% de BLER....	39
Figure 3-7 4x8 MIMO, comparación de métodos que cumplen con el 10% de BLER....	40
Figura 3-8 2x2 MIMO, resultados finales que cumplen el 10% de BLER.....	40
Figura 3-9 4x8 MIMO, resultados finales que cumplen el 10% de BLER.....	41
Figura 3-10 Throughput en una celda con 6 usuarios y método de BLER esperada.....	42
Figura 3-11 BLER en una celda con 6 usuarios y método de BLER esperada.....	43
Figura 3-12 Curvas de máximo throughput para CQI 1-15	45
Figura 3-13 Comparación de métodos que incrementan el throughput	47
Figura 3-14 Comparación de métodos que incrementan el throughput frente a fd, previo adaptación.....	48
Figura 3-15 Comparación del throughput obtenido con un predictor lineal.....	49
Figura 3-16 Comparación de la BLER obtenida con un predictor lineal.....	50
Figura 3-17 2x2 MIMO, mejora de throughput con el método de promediado de la SINR.....	51
Figura 3-18 4x8 MIMO, mejora de throughput con el método de promediado de la SINR.....	51
Figura 3-19 2x2 MIMO, resultados finales que incrementan el throughput	52
Figura 3-20 4x8 MIMO, resultados finales que incrementan el throughput	52
Figura 3-21 Throughput en una celda con 6 usuarios y método de promediado de la SINR.....	53
Figure 3-22 BLER en una celda con 6 usuarios y método de promediado de la SINR....	54

Lista de tablas

Tabla 2-1 Configuraciones posibles para OFDM	18
Tabla 2-2 Matrices de precodificación disponibles para dos antenas transmisoras	20
Tabla 2-3 Esquemas de modulación y codificación	21
Tabla 2-4 Parámetros de simulación fijos	30
Tabla 2-5 Parámetros de simulación utilizados durante el desarrollo de los métodos que estiman el CQI	31
Tabla 2-6 Parámetros de simulación utilizados para comparar los métodos que estiman el CQI frente a fd	31
Tabla 2-7 Parámetros de simulación para el estudio del PMI y RI	31
Tabla 2-8 Parámetros de simulación para la evaluación de los métodos en canales selectivos en frecuencia	31

Lista de abreviaciones

3GPP	Third Generation Partnership Project
AMC	Adaptative Modulation and Coding
ARQ	Automatic Repeat reQest
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BICM	Bit Interleaved Code Modulation
BLER	Block Error Ratio
CB	Code Block
CC	Chase Combining
CLSM	Closed Loop Spatial Multiplexing
CP	Cyclic Prefix
CQI	Channel Quality Indicator
CRC	Cyclic Redundancy Check
CSI	Channel State Information
CW	Codeword
EPC	Evolved Packet Core
ERC	Effective Code Rate
E-UTRAN	Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network
EWMA	Exponentially Weighted Moving Average
FDD	Frequency Division Duplex
FFT	Fast Fourier Transform
GPRS	General Packet Radio Services
GSM	Global System for Mobile communications
HARQ	Hybrid Automatic Repeat reQuest
HSPA	High Speed Packet Access
ICI	Inter Carrier Interference
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IMT	International Mobile Telecommunications
IP	Internet Protocol
IR	Incremental Redundancy
ISI	Inter Symbol Interference
ITU	International Telecommunication Union
LMMSE	Linear Minimum Mean Squared Error
LTE	Long Term Evolution
LTE-A	Long Term Evolution Advanced
MAC	Medium Access Control
MCS	Modulation and Code Schemes
MIESM	Mutual Information Based Exponential SNR Mapping
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
MME	Mobility Management Entity

OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiplexing Access
OLSM	Open Loop Spatial Multiplexing
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio
PCCC	Parallel Concatenated Convolutional Code
P-GW	Packet data network Gateway
PHY	Physical Layer
PMI	Precoding Matrix Indicator
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
RB	Resource Block
RE	Resource Element
RI	Rank Indicator
RLC	Radio Link Control
RRM	Radio Resource Management
SAE	System Architecture Evolution
SC-FDMA	Single Carrier Frequency Division Multiplexing Access
S-GW	Serving Gateway
SINR	Signal to Interference plus Noise Ratio
SISO	Single-Input Single-Output
SNR	Signal to Noise Ratio
SSD	Soft Sphere Decoding
STBC	Space-Time Block Code
TB	Transport Block
TDMA	Time Division Multiplexing Access
TTI	Transmission Time Interval
TU	Typical Urban
UE	User Equipment
UL	Uplink
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System
WCDMA	Wideband Code Division Multiplexing Access
ZF	Zero Forcing

1. INTRODUCCIÓN Y MOTIVACIÓN

Después de más de veinte años de crecimiento ininterrumpido del uso de comunicaciones móviles, no solamente referido a voz, sino también a video y otras aplicaciones en tiempo real que requieren de un elevado flujo de datos, una nueva generación de comunicaciones inalámbricas, 3G (Third Generation), ha sido investigada en los últimos años. LTE (*Long Term Evolution*) con el Release 8 es un nuevo estándar, concluido por 3GPP (*Third Generation Partnership Project*) en 2008, considerado como el primer escalón en la evolución que culminará con LTE-Advanced (4G). Los aspectos más relevantes de LTE son que por primera vez todos sus servicios son soportados a través de IP (*Internet Protocol*), voz incluida, y las velocidades de pico que se alcanzan en el enlace de radio están en los rangos de 100Mbit/s a 1Gbit/s, valores considerablemente elevados comparados con las anteriores tecnologías, específicamente GSM o UMTS Release 7. Además se esperó que con la aparición de LTE la capacidad obtenida por los usuarios móviles a velocidades altas no se viese gravemente penalizada, objetivo que no se llegaba a cumplir en el contexto en el que se ha realizado este trabajo y por tanto principal motivación para el desarrollo de este proyecto.

Las altas tasas de transmisión son alcanzadas en virtud de la nueva arquitectura de capa física implementada, por supuesto junto con otras mejoras. OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing Access*) es el esquema de modulación utilizado en el enlace descendente cuya ventaja con respecto a los anteriores esquemas de modulación es que convierte canales de banda ancha selectivos en frecuencia en un conjunto de canales de banda estrecha planos en frecuencia. El hecho de que la señal este dividida en diferentes canales planos en frecuencia tiene algunas ventajas, por ejemplo se pueden implementar receptores óptimos con razonable complejidad, que no era posible en el anterior estándar que utilizaba WCDMA (*Wideband Code Division Multiplexing Access*). Asimismo, OFDMA facilita su implementación en MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*) que consiste en el uso de varias antenas en transmisión y recepción. MIMO permite explotar la diversidad multiusuario así como otras diferentes ganancias (ganancia de diversidad, ganancia por multiplexado y ganancia de antena) prometiendo un importante aumento de la tasa de transmisión sin necesidad de incrementar el ancho de banda o la potencia de transmisión. Además para el enlace de subida se utiliza SC-FDMA (*Single-Carrier Frequency Division Multiplexing Access*) gracias a su baja potencia de pico instantánea (Peak-to-Average Power Ratio, PAPR), lo cual favorece su implementación.

Los principales retos del estándar LTE son el aumento de la eficiencia, la reducción de los costes, la ampliación y mejora de los servicios ya prestados y una mayor integración con los protocolos ya existentes. En condiciones normales estos objetivos se cumplen,

pero cuando nos encontramos en escenarios de alta velocidad (usuarios en coche, tren, etc) el rendimiento obtenido por los usuarios baja de manera significativa.

Tanto los algoritmos como las comparaciones de resultados se han implementado utilizando los simuladores LTE de Viena, disponibles en el Instituto de Telecomunicaciones de la Universidad Tecnológica de Viena. Dentro de este contexto el trabajo se ha desarrollado en el Simulador de nivel de enlace descendente donde los datos son transmitidos por una estación base (eNodeB) a través del canal de comunicaciones y son recibidos por varios usuarios móviles.

En escenarios de baja velocidad la correlación temporal del canal es elevada y se puede asumir un retardo nulo en el enlace de subida (*Uplink, UL*), sin embargo, como consecuencia del incremento de velocidad (por encima de 50 km/h) el comportamiento del canal se deteriora drásticamente. La correlación temporal es cada vez más débil y como resultado la señal recibida sufre fuertes variaciones. Además el retardo desde el usuario a la estación base puede incrementarse hasta varias veces el tiempo de coherencia del canal.

LTE implementa adaptación del enlace, cuyo objetivo es aumentar la eficiencia del mismo, maximizando todas las posibles ganancias que OFDM y MIMO ofrecen, y manteniendo, a su vez, la BLER (*Block Error Ratio*) por debajo de un determinado umbral, establecido típicamente al 10% para comunicaciones inalámbricas. Para este propósito la estación base requiere información del estado del canal (*Channel State Information, CSI*) actualizada, que debe ser provista a través de feedback del usuario. El CSI consiste en tres indicadores, el CQI (*Channel Quality Indicator*) que representa el esquema de modulación y codificación más alto que el canal puede soportar cumpliendo con el objetivo de BLER a la primera transmisión HARQ (*Hybrid Automatic Repeat reQuest*); el RI (*Rank Indicator*) que señala el rango de transmisión recomendado, es decir, el número de capas espaciales que pueden ser utilizadas para transmisiones descendentes; y finalmente el PMI (*Precoding Matrix Indicator*) que indica cuál de las matrices de precodificación predefinidas en librerías maximiza el rendimiento del enlace. Cuando se emplea el CSI calculado a partir de las condiciones instantáneas del canal en escenarios a alta velocidad, la latencia en el feedback provoca numerosos errores en la transmisión de los datos. Esto ocurre porque la información recibida en la estación base está desactualizada y los parámetros de transmisión seleccionados no son los apropiados para las nuevas condiciones del canal durante la transmisión. Por este motivo en este proyecto se implementan nuevos algoritmos de feedback que tienen en cuenta las estadísticas del canal.

En el capítulo 2 de la memoria de este proyecto se muestran las ventajas y los aspectos más importantes de la arquitectura de la capa física LTE, basada en un esquema de modulación OFDM, la estructura de trama y el modelado del feedback. También se detallan los parámetros más relevantes a tener en cuenta en comunicaciones inalámbricas a alta velocidad y para finalizar se explica la arquitectura y las

características del simulador de enlace descendente utilizado en el desarrollo de este proyecto.

En el capítulo 3 se muestran los resultados obtenidos en el simulador de enlace con los nuevos algoritmos propuestos. Debe tenerse muy en cuenta que aunque LTE implementa HARQ, este proceso no es aplicado durante las simulaciones por problemas en los códigos cuando el retardo en el enlace de subida es distinto de cero. Debido a esta restricción el capítulo 3 está dividido en dos secciones. En la primera sección el objetivo es cumplir con el límite de BLER al 10% en la primera transmisión al mismo tiempo que se intenta obtener el máximo throughput posible. En la segunda sección el objetivo es también maximizar el throughput pero sin tener en cuenta que los valores de BLER van a estar por encima del umbral en muchos casos. En la práctica, cuando las retransmisiones sean utilizadas, se espera un decrecimiento importante de la BLER obtenida, tal y como se muestra en la referencia [1]. En ambas secciones se estudia la estimación de los tres indicadores de feedback explicados arriba en escenarios a alta velocidad, con un canal plano en frecuencia y un único usuario servido. Esta estimación no puede estar basada exclusivamente en el conocimiento instantáneo del canal debido a sus fuertes variaciones y a la elevada latencia del feedback. Para investigar el cálculo del CQI se utiliza la configuración de antena más sencilla, esto es, SISO (*Single-Input Single-Output*). Se comparan diferentes métodos que tienen en cuenta las estadísticas de algunas variables, como la relación señal a ruido mas interferencia (*Signal to Interference plus Noise Ratio, SINR*) en el receptor o el CQI seleccionado. En algunos casos se utilizan filtros de promediado de longitud adaptativa para calcular valores medios de los parámetros de interés y en otros casos se calcula la BLER o el throughput esperado para cada posible esquema de modulación, seleccionando el indicador más apropiado dependiendo del objetivo final. Para el cálculo del PMI y el RI es necesario utilizar configuraciones de antena más complejas que requieren de procesamiento espacial. Se emplea la configuración más sencilla con más de una capa espacial, esto es, 2x2 MIMO, que utiliza dos antenas tanto en el transmisor como en el receptor. Se muestra la desventaja de la adaptación de la matriz de precodificación a muy alta velocidad y también la implementación de un algoritmo simple para seleccionar el RI más apropiado. Finalmente, también en ambas secciones, los métodos implementados que obtienen mejores resultados se han evaluado en canales selectivos en tiempo y frecuencia y con varios usuarios.

Ya se han desarrollado anteriormente algunos algoritmos para adaptar la tasa de transmisión a alta velocidad, que pueden consultarse en las referencias [2] y [3], sin embargo, como el simulador utilizado no permite conocer la distancia entre la estación base y el usuario móvil en cada instante de tiempo su implementación no ha sido viable.

El objetivo final de la implementación de estos algoritmos es mejorar el rendimiento obtenido en el usuario mediante un incremento del throughput y una reducción de la BLER medida en el receptor.

Finalmente se detallarán las conclusiones recogidas del proyecto realizado, tanto a nivel técnico como personal y las posibles líneas futuras de investigación.

También se incluyen en el anexo dos métodos que han sido implementados con el objetivo de mejorar el throughput. Debido a la restricción de la extensión de la memoria no se han podido incluir. Además, aunque estos métodos funcionan correctamente, el alto coste computacional del primero, y los no tan buenos resultados del segundo comparados con los algoritmos de feedback presentados en esta memoria los dejan en un segundo plano.

2. LONG TERM EVOLUTION

2.1 Evolución de las comunicaciones móviles

La primera generación de sistemas celulares estaba basada en transmisiones analógicas y soportaba voz con algunos servicios suplementarios. Durante la década de 1980 se empezaron a investigar las comunicaciones digitales apareciendo la segunda generación de comunicaciones móviles (2G). En Europa el primer estándar fue GSM (*Global System for Mobile communications*) basado en TDMA (*Time Division Multiple Access*). Después de algunos años, se estandarizó GPRS (*General Packet Radio Services*) que mejoró la red de comunicación y añadió más servicios de usuario.

El trabajo sobre la tercera generación de comunicaciones móviles comenzó en 1998 en ITU (*International Telecommunication Union*) con la formación de 3GPP (*Third Generation Partnership Project*) por organizaciones de distintas partes del mundo. Se desarrolló un nuevo estándar, UMTS (*Universal Mobile Telecommunication Services*) basado en WCDMA y que cumple con todas las características y requerimientos de IMT-2000 (International Mobile Communications 2000, para los estándares 3G). Con esta nueva tecnología los servicios de datos eran ya transmitidos sobre paquetes. Una importante mejora en el acceso de radio y el enlace de subida llegó con HSPA (*High-Speed Downlink Packet Access*) y no fue hasta 2004 cuando 3GPP comenzó con el trabajo sobre LTE, basado en un nuevo esquema de modulación, OFDM.

Las investigaciones en IMT-Advanced (4G) comenzaron en 2008 con el estudio de LTE-Advanced que no se considera una nueva tecnología, sino que es un paso más evolucionado en el continuo desarrollo de LTE. La figura 2-1 muestra la evolución de los distintos estándares de 3GPP en el tiempo [17].

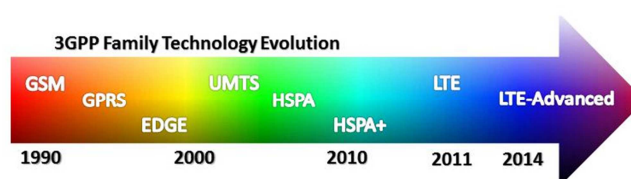


Figura 2-1 Evolución de las tecnologías 3GPP

2.2 Descripción de Long Term Evolution

2.2.1 Características y requerimientos de LTE

A continuación se listan los principales objetivos técnicos alcanzados por 3GPP LTE:

- ✓ Mejora de la eficiencia espectral en un factor de tres a cuatro en el enlace descendente y en un factor de dos a tres en el ascendente, comparado con UMTS Release 7, incrementando considerablemente las tasas de transmisión.
- ✓ Ancho de banda escalable de 1.4, 3, 5, 10, 15 y 20 MHz que proporciona alta flexibilidad en el mercado.
- ✓ Todos los servicios soportados sobre IP.
- ✓ Garantiza máxima capacidad para velocidades de usuario entre 0-15 Km/h y alto rendimiento hasta 120 Km/h. Además se mantiene la conexión hasta 350 Km/h con una degradación de la capacidad.
- ✓ Compatibilidad con las anteriores tecnologías.
- ✓ Simplificación de la arquitectura de red

2.2.2 Arquitectura de red

Un objetivo adicional de LTE fue el rediseño y simplificación de la arquitectura de red a un sistema completamente basado en IP, con una reducción de la latencia y buena escalabilidad.

La red central de LTE se llama SAE (*System Architecture Evolution*) y está dividida en el EPC (*Evolved Packet Core*) y E-UTRAN (*Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network*). EL esquema está representado en la figura 2-2 [\[18\]](#).

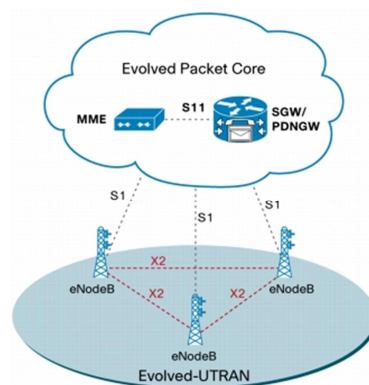


Figura 2-2 Arquitectura de red LTE

El EPC lleva a cabo funciones sobre terminales tanto activos como inactivos, señalizando información relacionada con movilidad y seguridad y transportando los

datos IP entre los usuarios (*User Equipment, UE*) y las redes externas. La principal diferencia con respecto a la arquitectura predecesora es que la capa de gestión de red ha sido eliminada y ahora la gestión avanzada de los recursos radioeléctricos (*Radio Resource Management, RRM*) sobre terminales activos se lleva a cabo en las estaciones base, llamadas eNodeBs (*Evolved Base Stations*) y que componen E-UTRAN. Aquí se lleva a cabo el control de recursos de radio, control de admisión, control de movilidad y decisiones de handover, entre otras.

2.2.3 Capa física

La tecnología de nivel físico utilizada por LTE constituye una de las diferencias más importantes con respecto a los anteriores sistemas de comunicaciones

Estructura de trama LTE

OFDMA es el esquema de modulación utilizado en el DL (*Downlink*). Es un mecanismo de transmisión multiportadora cuya principal ventaja es que divide el canal de banda ancha selectivo en frecuencia en un conjunto de subcanales estrechos sin desvanecimientos profundos.

OFDM emplea un conjunto de K subportadoras de banda muy estrecha y adyacentes que tienen la propiedad de ser ortogonales entre sí, tal y como muestra la figura 2-3 [8]. Los símbolos son modulados 4, 16 o 64 QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*), dependiendo del esquema de modulación seleccionado, y multiplexados sobre consecutivas subportadoras, que son transmitidas simultáneamente. Debido a esta específica estructura, OFDM permite la implementación del modulador y demodulador con muy baja complejidad, por medio de IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) y FFT (*Fast Fourier Transform*) respectivamente.

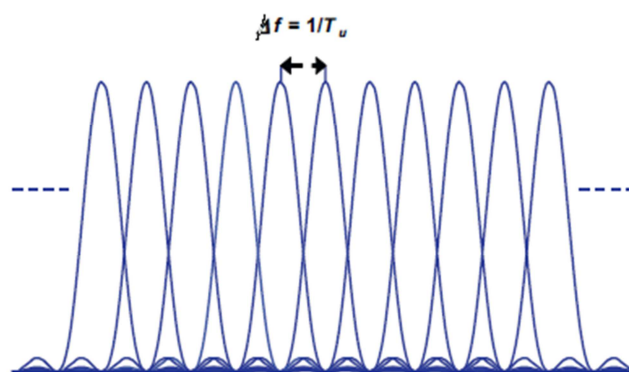


Figura 2-3 Espaciado entre subportadoras OFDM

En comunicaciones inalámbricas el canal es típicamente dispersivo en tiempo debido a las propagaciones multitrayecto. Debido a esto la ortogonalidad entre subportadoras se puede perder, produciéndose interferencia entre símbolos (*Inter Symbol*

Interference, ISI) e interferencia entre portadoras (*Inter Carrier Interference, ICI*). Para tratar con este problema OFDM inserta un prefijo cíclico en transmisión (que consiste en la copia de la última parte del símbolo OFDM al principio del mismo) que hace que la señal OFDM sea insensible a la dispersión en tiempo, siempre que ésta no exceda la longitud del prefijo cíclico (*Cyclic Prefix, CP*). Como consecuencia la tasa de símbolo se reduce.

Tabla 2-1 Configuraciones posibles para OFDM

Configuración		N^{RB}	$N^{DL}_{símbolo}$	Longitud CP (μs)
Prefijo cíclico normal	$\Delta f = 15 \text{ kHz}$	12	7	4.69
	$\Delta f = 15 \text{ kHz}$	12	6	16.67
Prefijo cíclico extendido	$\Delta f = 7.5 \text{ kHz}$	12	3	33.33

En el dominio del tiempo la señal transmitida está organizada en tramas radioeléctricas de 10ms de duración, que a su vez están divididas en diez subtramas de duración 1ms llamadas TTI (*Transmission Time Interval*). Finalmente cada TTI está dividida en dos slots de 0.5ms cada uno. En el dominio de la frecuencia el ancho de banda total está dividido en subportadoras ortogonales e igualmente espaciadas con ancho de banda escalable, aunque el espaciado entre subportadoras más típicamente utilizado es de 15 KHz. Las subportadoras están organizadas en grupos llamados recursos físicos (*Resource Block, RB*) que corresponden con el mínimo recurso físico que puede ser asignado a un usuario. Para el caso de 15kHz de separación entre portadoras un RB está formado por 12 subportadoras y un slot de tiempo. La tabla 2-1 contiene las posibles configuraciones que se pueden utilizar y la figura 2-4 [5] muestra la estructura completa en frecuencia y tiempo para un espaciado de 15kHz y longitud normal del CP. Cada elemento en esta estructura se denomina elemento del recurso (*Resource Element, RE*) y define la unidad donde se posicionan los datos a transmitir.

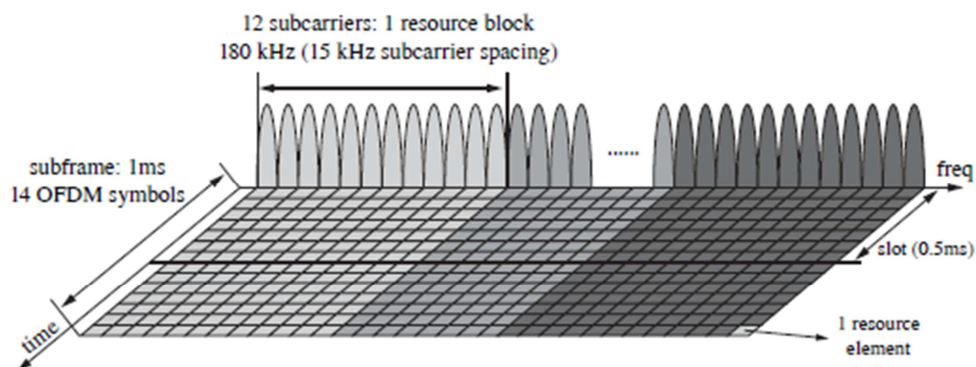


Figura 2-4 Estructura de la señal OFDM en tiempo y frecuencia

Hay dos tipos de símbolos de entrenamiento, que están localizados en específicos REs, los que forman la señal de sincronización y los que forman la señal de referencia (también llamados símbolos piloto). Los símbolos piloto se utilizan para estimar el canal alrededor de los REs que ocupan, por esta razón la densidad de estos símbolos debe ser suficientemente alta para que sea posible estimar el canal en situaciones de fuerte selectividad en tiempo o frecuencia.

A pesar de estas ventajosas características, OFDM tiene dos importantes inconvenientes. En primer lugar es una modulación muy sensible a la sincronización en frecuencia, produciéndose numerosos errores en la transmisión en caso de desplazamientos en frecuencia de la señal, y en segundo lugar y más importante es que la señal transmitida sufre las fuertes variaciones de potencia instantánea (*Peak to Average Power Ratio, PAPR*), a las que están sujetas todas las modulaciones multiportadora. Estas variaciones implican una reducida eficiencia de la potencia de los amplificadores, ya que deben trabajar en la zona lineal para que no aparezcan productos de intermodulación fuera de banda. Algunos métodos para reducir estos picos de potencia ya han sido propuestos anteriormente, sin embargo, la mayoría de ellos tienen una complejidad computacional muy elevada para una mejora no muy importante.

2.2.4 Modelado del feedback

LTE soporta modulación y codificación adaptativa (*Adaptive Modulation and Coding, AMC*) para adaptar los parámetros de transmisión a las condiciones actuales del canal. Adicionalmente, cuando se emplea MIMO, el procesado espacial (rango de transmisión y matriz de precodificación) también es adaptativo intentando maximizar las ganancias de MIMO. Los objetivos finales del feedback son maximizar el rendimiento y mantener la BLER por debajo del 10%. Para este propósito la estación base requiere CSI actualizada que debe ser provista a través del feedback del UE. El CSI está formado por tres indicadores de feedback, que son utilizados o no dependiendo del modo de transmisión seleccionado. En esta sección se explican los tres indicadores de feedback y su cálculo en cada uno de los modos de transmisión que han sido utilizados.

Indicadores de feedback

- **Indicador de rango (RI),**

Este indicador se utiliza para señalar cual es el número más apropiado de capas espaciales a considerar en el esquema de multiplexado espacial, esto es, el número de flujos de datos independientes que son transmitidos simultáneamente durante el mismo tiempo y los mismos recursos en

frecuencia. Cuando la relación señal a ruido (*Signal to Noise Ratio, SNR*) es baja, en general es mejor implementar conformación de haces direccionales (beamforming), mientras que si la SNR es alta se puede conseguir mayor rendimiento multiplexando espacialmente varias capas paralelas. En Rel. 8 y 9 este valor varía entre uno y cuatro ya que cuatro es el máximo número de antenas que se pueden utilizar en transmisión.

- **Indicador de la matriz de precodificación (PMI),**

Indica cual de las matrices de precodificación previamente definidas en librerías debería ser preferiblemente utilizada para maximizar el rendimiento del usuario. El PMI elegido está asociado a el número de capas espaciales dado por RI. En la tabla 2-2 se muestran las matrices que pueden ser utilizadas cuando el número de antenas en transmisión es dos. Además, en la referencia [4] se pueden encontrar todas las matrices disponibles para un mayor número de capas espaciales.

Tabla 2-2 Matrices de precodificación disponibles para dos antenas transmisoras

Indicador de la librería	Número de capas espaciales (v)	
	1	2
0	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$	-
1	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$
2	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ i \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -i \end{bmatrix}$
3	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -i \end{bmatrix}$	-

- **Indicador del estado del canal (CQI),**

Representa el esquema de modulación y codificación más alto, que en el caso de ser utilizado, cumpliría con el límite de BLER a la primera transmisión HARQ. En comunicaciones inalámbricas el límite de BLER es 0.1. Básicamente el CQI proporciona información a la estación base acerca de las condiciones del canal, en términos de SINR cuantificada.

Existen quince tipos de esquemas de modulación y codificación (*Modulation and Coding Schemes, MCSs*), especificados en la tabla 2-3 , codificados en cuatro bits y que señalizan para cada palabra código cuál de los MCSs asegura una BLER por debajo del umbral. Cada uno de los CQIs especifica una tasa de

código entre 0.08 y 0.92, así como modulaciones 4, 16 o 64 QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*).

Tabla 2-3 Esquemas de modulación y codificación

Indicador CQI	Modulación	ERC	Datos [bit/símbolo]
0	Fuera de rango		
1	4-QAM	0.08	0.15
2	4-QAM	0.12	0.23
3	4-QAM	0.19	0.38
4	4-QAM	0.30	0.60
5	4-QAM	0.44	0.88
6	4-QAM	0.59	1.18
7	16-QAM	0.37	1.48
8	16-QAM	0.48	1.91
9	16-QAM	0.60	2.41
10	64-QAM	0.46	2.73
11	64-QAM	0.55	3.32
12	64-QAM	0.65	3.90
13	64-QAM	0.75	4.52
14	64-QAM	0.85	5.12
15	64-QAM	0.93	5.55

La información del estado del canal, CSI, es una combinación de estos tres indicadores de feedback. Los indicadores utilizados dependen directamente del modo de transmisión seleccionado en la estación base ya que el RI y PMI no tienen por qué ser reportados a menos que se lleve a cabo procesamiento espacial.

El canal, en general, es selectivo tanto en tiempo como en frecuencia y como resultado los indicadores de feedback más apropiados pueden variar entre los diferentes recursos físicos. Es por esto que el cálculo del CQI y PMI se puede realizar calculando una media sobre todo el ancho de banda disponible, es decir, reportando el mismo valor del indicador en todos los RBs, o en términos de sub-bandas. El eNodeB, en transmisión, aplica el mismo CQI a todos los RBs asignados al mismo usuario. Incluso si el sistema está configurado para calcular un valor de CQI para cada sub-banda, la estación base estimará una media sobre los RBs asignados al mismo usuario. Por el contrario, diferentes PMI pueden ser aplicados a RBs consecutivos independientemente de si corresponden al mismo usuario o no. Debido a estos factores el cálculo del CQI y el PMI en términos de sub-bandas puede ser muy beneficioso en presencia de canales selectivos en frecuencia, cuando más de un usuario es servido.

Modos de transmisión y cálculo de los indicadores de feedback

SISO: modo 1,

Es el modo de transmisión que utiliza la configuración de antena más sencilla. Consiste en una estación base que utiliza una única antena transmisora y un usuario móvil que también incorpora únicamente una antena receptora. Solamente existe una capa espacial entre las antenas, razón por la cual el único indicador de feedback necesario es el CQI.

La estimación de este indicador se basa en el mapeo de la SINR calculada post-ecualización a un valor CQI para un canal AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) SISO. La tabla de mapeo SINR-CQI se obtiene a través de simulaciones de las curvas de BLER frente a la SNR para todos los posibles CQIs, tomando los valores de SNR al 10% de BLER para cada curva. La tabla de mapeo original se obtuvo a partir de las curvas de BLER simuladas a baja velocidad y con un retardo nulo en el feedback. Estas curvas de BLER están representadas en la figura 3-2. Una vez que la SINR post-ecualización está calculada, se compara su valor con los de la tabla de mapeo, eligiendo el máximo indicador CQI que permite la transmisión de los datos sin exceder el 10% de BLER.

Multiplexado espacial en bucle cerrado: modo 4,

También denotado como CLSM (*Closed Loop Spatial Multiplexing*) y aplicado a MIMO. Es un esquema en el que el indicador de la matriz de precodificación que optimiza el throughput de usuario es señalizado a través el enlace ascendente a la estación base, además de los indicadores del feedback CQI y RI. La matriz de precodificación se selecciona de una librería de matrices definidas por el estándar LTE. Es el indicador RI el que permite distinguir la matriz correcta de entre las que componen la librería, que para el caso de dos antenas transmisoras está compuesto de 6 matrices y en el caso de cuatro antenas transmisoras la librería tiene definidas hasta 64 matrices diferentes. En la tabla 2-2 se muestran las posibles matrices cuando se utilizan dos antenas en transmisión.

Con el objetivo de reducir la complejidad de los problemas de optimización para el cálculo de los indicadores de feedback descritos en la sección 10.4.2 de la referencia [5] y en el artículo [6], el simulador implementa una optimización secuencial la cual se encuentra detallada y formulada en el artículo [7]. Una breve explicación de este cálculo se da a continuación.

El eNodeB está configurado de tal manera que el ancho de banda total, que consiste en R REs, está dividido en S sub-bandas. El conjunto de REs pertenecientes a una sub-banda s se expresa como R_s , definiendo un mapeo $\rho : \{1, \dots, R\} \rightarrow \{1, \dots, S\}$ que asigna cada grupo de REs a cada sub-banda s .

El primer paso consiste en encontrar las matrices de precodificación óptimas para cada sub-banda, W_s , que se pueden definir de la siguiente manera,

$$W_s = W^{(1)} \cdot W_s^{(2)} \quad (2.1)$$

En esta ecuación $W^{(1)}$ representa la matriz de precodificación que ocupa todo el ancho de banda y $W_s^{(2)}$ es una matriz de precodificación de una sub-banda s . La librería de matrices predefinidas por el estándar de LTE y dependientes del rango de transmisión V se puede denotar como $\mathcal{W}^{(V)}$.

Para encontrar las matrices óptimas es necesario calcular la eficiencia espectral en cada RE r , expresada como I_r , para cada combinación de matrices de precodificación (W_s) y rangos de transmisión (V). La eficiencia espectral corresponde con la Información Mutua calculada post-ecualización, cuyo cálculo se lleva a cabo por medio de la capacidad BICM (*Bit Interleaved Code Modulation*), que tiene mucho menos coste computacional. La capacidad BICM es dependiente del alfabeto de la modulación y se puede expresar como una función $f(SNR)$ cuya envolvente representa la máxima eficiencia para cada una de las diferentes modulaciones. Esta función se representa en la figura 2-5 [8].

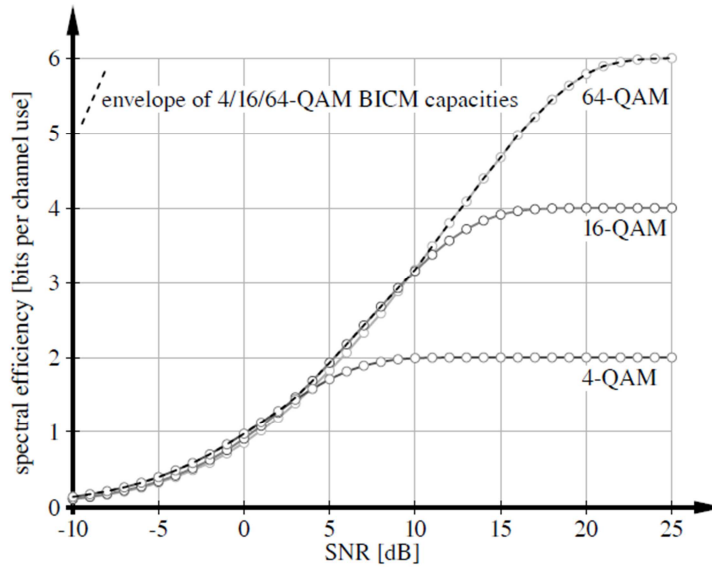


Figura 2-5 Capacidad BICM para modulaciones 4, 16 y 64-QAM

La máxima eficiencia para cada alfabeto de modulación se puede expresar como,

$$f(SNR) = \max_{a \in \mathcal{A}} f_a(SNR) \quad (2.2)$$

Donde $f_a(SNR)$ es la capacidad BICM de todos los alfabetos de modulación definidos $a \in \mathcal{A} = \{\mathcal{A}_4, \mathcal{A}_{16}, \mathcal{A}_{64}\}$, que son respectivamente 4, 16 y 64-QAM. Con esto la eficiencia espectral para cada RE r viene dada por,

$$I_r(W_s, V) = \sum_{v=1}^V f(\text{SINR}_{r,v}(W_s)) \quad (2.3)$$

Como se puede ver en la ecuación 2.3, para el cálculo de la eficiencia espectral se necesita la $\text{SINR}_{r,v}$, también calculada post-ecualización y cuyo cómputo es el más costoso ya que implica inversión de matrices para calcular el ecualizador en el receptor. Cuando se utiliza un ecualizador lineal en el receptor, la $\text{SINR}_{r,v}$ se puede expresar de la siguiente manera,

$$\text{SINR}_{r,v}(W_s) = \frac{P_v \cdot |K_r[v, v]|^2}{\sum_{i \neq v} P_i \cdot |K_r[v, i]|^2 + \sigma_n^2 \sum_i |F_r[v, i]|^2} \quad (2.4)$$

$$r \in \{1, \dots, R\}, \quad v \in \{1, \dots, V\}$$

Donde P_v es la potencia de transmisión en la capa v , F_r es el ecualizador en el RE r , P_i es la interferencia causada por las otras capas espaciales, σ_n^2 es la densidad espectral del ruido y $K_r[v, i]$ se refiere al elemento en la fila v ésima y la columna i ésima de la matriz K_r la cual depende de la matriz de precodificación y cuya expresión viene dada por,

$$K_r = F_r H_r W_s, \quad H_r \in \mathbb{C}^{N_R \times N_T} \quad (2.5)$$

Siendo H_r la matriz que define el canal y W_s la matriz de precodificación de cada sub-banda utilizada en cada realización.

A continuación se maximiza la suma de la eficiencia espectral en cada sub-banda, I_s , obteniendo las matrices de precodificación deseadas.

$$I_s(W_s, V) = \sum_{r \in R_s} I_r(W_s, V) \quad (2.6)$$

$$\hat{W}_s^{(2)}(W^{(1)}, V) = \underset{W_s^{(2)} \in W_2^{(V)}}{\operatorname{argmax}} I_s(W_s, V) \quad (2.7)$$

En caso de que el sistema este configurado para calcular un único valor de PMI para todos los RBs, la suma de la eficiencia espectral se calcula sobre todo el ancho de banda.

De manera similar se calcula una primera aproximación del RI, \hat{V} , maximizando la suma de la eficiencia espectral, pero en este caso sobre todas las sub-bandas de cada capa espacial,

$$I(W_s, V) = \sum_{s=1}^S I_s(W_s, V) \quad (2.8)$$

$$\hat{V} = \underset{V \leq V_{max}}{\operatorname{argmax}} I(\hat{W}_s(V), V), \quad \hat{W}_s(V) = \hat{W}^{(1)}(V) \hat{W}_s^{(2)}(V) \quad (2.9)$$

Finalmente para $V \in \{\hat{V}, \hat{V} - 1\}$ se estiman los canales AWGN equivalentes y se calcula el promedio de SINR para cada sub-banda, valores que son mapeados a CQIs a través de la tabla de mapeo que ya se ha explicado para el modo de transmisión 1. Cada uno de estos CQIs representa una cierta eficiencia espectral E_s (valores que pueden ser consultados en la tabla 2-3), cuya suma y maximización sobre cada posible rango resulta en el \hat{V} definitivo.

$$[\hat{V}, \{\hat{W}_s\}_S, \{\hat{m}_s\}_S] = \underset{L, W^{(1)}, W_s^{(2)}, m_s}{\operatorname{argmax}} \sum_{s=1}^S \sum_{c=1}^{C_L} E_s^c(W_s, m_s[c]) \quad (2.10)$$

Sujeto a: $V \leq V_{max}$

$$W^{(1)} \in \mathcal{W}_1^{(V)}$$

$$W_s^{(2)} \in \mathcal{W}_2^{(V)}$$

$$m_s \in \mathcal{M}^{C_V \times 1}$$

\hat{m}_s es un vector de longitud igual al número de palabras código y cuyos valores son los óptimos MCSs para cada sub-banda s y palabra código c . $\{\hat{m}_s\}_S$ se refiere al conjunto de de MCs óptimos para todas las sub-bandas S , que corresponde con los CQIs recomendados. Los PMIs corresponden a los índices de las matrices de precodificación óptimas dadas por $\{\hat{W}_s\}_S$ y finalmente el RI mas apropiado es \hat{V} . La restricción del número de capas espaciales en transmisión, $V \leq V_{max}$, viene dado por el rango de la matriz del canal

$$V_{max} = \min_{r \in \{1, \dots, R\}} \operatorname{rank}(H_r) \quad (2.11)$$

Para ver más detalles sobre LTE se pueden consultar las referencias [\[5\]](#), [\[8\]](#), y [\[9\]](#).

2.3 Parámetros relevantes a alta velocidad

El modelo estadístico de canal utilizado para simular el efecto de propagación es *Rayleigh fading*. Éste modelo se aplica en comunicaciones inalámbricas cuando no existe línea de visión directa y por tanto no hay un rayo dominante de propagación entre el transmisor y el receptor. En este tipo de canales la función normalizada de autocorrelación viene dada por el modelo de Jake [\[10\]](#)

$$R(\tau) = J_0(2\pi f_d \tau) \quad (2.12)$$

En esta expresión, J_0 representa la función de Bessel de primera clase y orden cero, f_d se refiere a la máxima frecuencia Doppler y τ denota el retardo (en este caso corresponde con el retardo en el enlace de subida). El producto de la máxima frecuencia Doppler, f_d , y el retardo, τ , es conocido como frecuencia Doppler normalizada, \bar{f}_d

$$\bar{f}_d = f_d \tau \quad \text{con} \quad f_d = v \frac{f_0}{c} \quad (2.13)$$

Donde v es la velocidad del usuario, f_0 es la frecuencia portadora y c corresponde a la velocidad de la luz. Un aumento de frecuencia Doppler normalizada puede estar provocado por un aumento de velocidad de usuario, por un aumento del retardo, o por ambos a la vez.

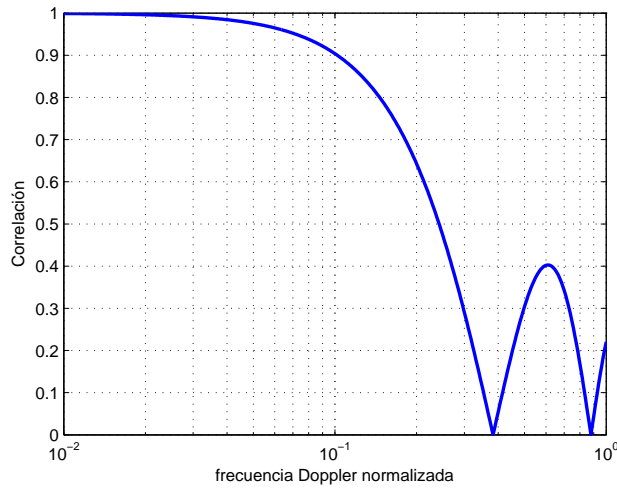


Figura 2-6 Correlación temporal en un canal Rayleigh fading

El comportamiento de la correlación temporal frente a la frecuencia Doppler normalizada está representado en la figura 2-6. Aquí se muestra como el valor de correlación decrece, desde 1 para \bar{f}_d igual a cero llegando a anularse para una \bar{f}_d de

0.38, y a partir de ahí fluctúa, siempre manteniendo valores de correlación por debajo de 0.4.

Otro parámetro relevante a alta velocidad es el tiempo de coherencia del canal que es el tiempo durante el que la respuesta impulsional del canal se considera no variante. De acuerdo con el modelo de Clarke la expresión que define esta variable es la siguiente, [11] y [19]

$$T_c = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_d^2}} \approx \frac{0.423}{f_d} \quad (2.14)$$

Donde f_d se refiere otra vez la máxima frecuencia Doppler. A partir de esta expresión se puede comprobar como un aumento de la máxima frecuencia Doppler, debido a un aumento de la velocidad, da lugar a menores tiempos de coherencia del canal. A velocidad considerablemente alta, el retardo en el UL puede llegar a tomar valores de varios múltiplos del tiempo de coherencia del canal.

En la figura 2-7 se muestra un ejemplo del comportamiento de la señal recibida por un usuario que se mueve a 100 km/h (valor que corresponde a un tiempo de coherencia de 2.2ms) con una frecuencia de portadora de 2.1GHz y un retardo en el UL de 10ms. Las fuertes fluctuaciones que sufre el canal en estas condiciones dan lugar a variaciones en la señal recibida que pueden llegar a ser de más de 20 dB entre subtramas consecutivas.

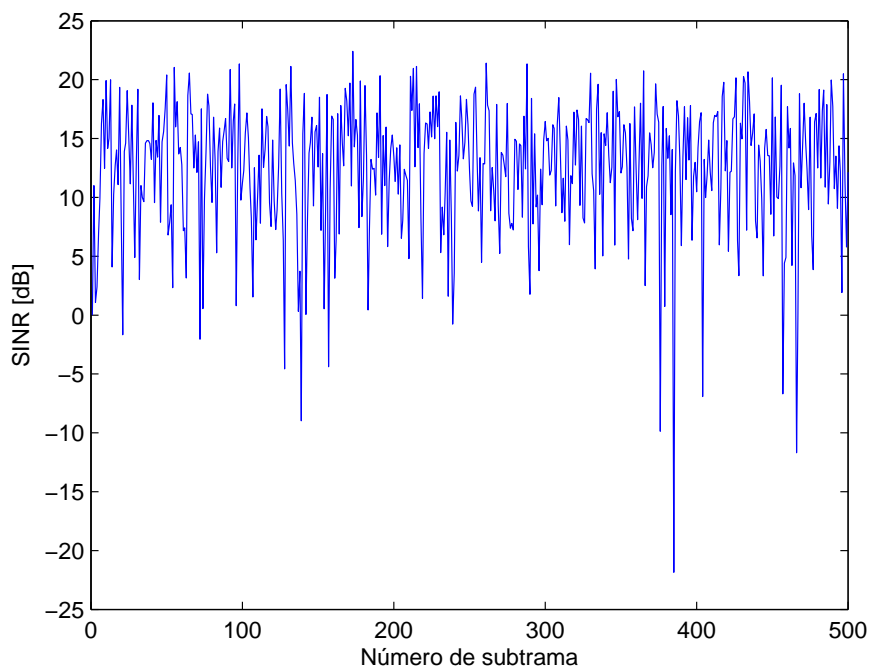


Figura 2-7 Variación de la SINR en el receptor

El resultado del rendimiento obtenido por el usuario con estos mismos parámetros en términos de throughput y BLER se muestra en la figura 2-8. Los resultados se han comparado con los que se obtendrían si el retardo en el feedback del CSI fuese nulo (máximo throughput teórico).

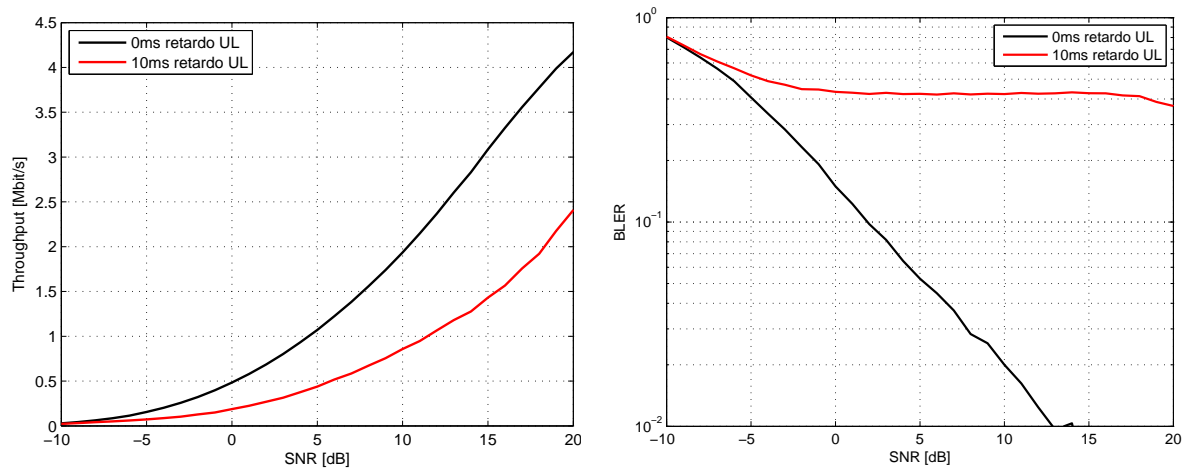


Figura 2-8 Pérdida de rendimiento en el usuario debido al retardo en el UL

Como se puede observar el throughput decrece considerablemente y la BLER se incrementa hasta valores excesivamente elevados.

2.4 Arquitectura del simulador de nivel de enlace descendente

En los últimos años un objetivo muy importante para los expertos en el campo de procesamiento de señal ha sido que los resultados de sus investigaciones fueran reproducibles, y más importante cuanto más complejo es el sistema a simular. Éste es el caso de los sistemas de comunicaciones inalámbricos. Los investigadores demandan ser capaces de acceder a los códigos originales para poder reproducir y verificar los resultados presentados por otros. Los simuladores LTE de Viena, al ser fuentes de códigos libres, son una herramienta muy importante para llevar a cabo estas verificaciones de resultados.

El simulador LTE de Viena es una plataforma de simulación de código fuente abierto y libre basado en Matlab, que simula el estándar de comunicaciones UMTS (*Universal Mobile Telecommunications System*) LTE. Esta plataforma, en realidad, está formada por dos simuladores diferentes que están conectados entre sí, concretamente un simulador de nivel de enlace y un simulador de nivel de sistema.

Simulador de nivel de enlace (Link level simulator)

Este simulador se emplea para investigar los algoritmos de estimación de canal, seguimiento de control, predicción y sincronización, ganancias de MIMO, adaptación del enlace AMC, técnicas de feedback, estructuras de receptor y modelado del canal.

Simulador de nivel de sistema (System level simulator)

Se utiliza para investigar problemas de la red, asignación y planificación de recursos, tratamiento y manejo de múltiples usuarios, gestión de movilidad, control de admisión, gestión de la interferencia y optimización de la planificación de la red. La red está formada por múltiples estaciones base (eNodeBs) que dan cobertura a un área específica y en la que los terminales pueden estar fijos o en movimiento.

La estructura de estos simuladores y cómo están conectados entre sí se detalla en las referencias [12] y [13]. También se muestran sus amplias capacidades a partir de algunos ejemplos de sus aplicaciones.

A continuación se explica la arquitectura del simulador de nivel de enlace descendente, utilizado para implementar los nuevos algoritmos de feedback. Básicamente consiste en tres bloques, transmisor, modelo de canal y receptor. El esquema está representado en la figura 2-9 [12].

- Transmisor: en base al feedback de usuario (CQI, PMI, RI) el gestor de paquetes (*Scheduler*) asigna los RBs disponibles entre los usuarios, estableciendo el modo de transmisión, los apropiados MCS, y la precodificación/número de capas espaciales a utilizar.
- Modelo de canal: soporta desvanecimientos del canal tanto lentos como rápidos (block and fast-fading channels) y diferentes modelos de canal, como AWGN, flat Rayleigh, Typical Urban, ITU Pedestrian e ITU Vehicular entre otros.
- Receptor: tiene implementados como algoritmos de detección forzador de ceros (*Zero Forcing, ZF*), mínimo error cuadrático medio lineal (*Linear Minimum Mean Square Error, LMMSE*) y decodificador de esfera (*Soft Sphere Decoding*). Tras la detección se estima el canal y se calculan los indicadores de feedback.

En transmisiones descendentes los datos son generados en el transmisor, enviados a través del canal y detectados por el receptor. El modelo de canal introduce distorsiones en la señal, como desvanecimientos selectivos en tiempo y frecuencia, que afectan a los datos de usuario. Por el contrario, la información de señalización

(codificación, HARQ, scheduling o parámetros de precodificación) se asumen libres de errores debido a que se utilizan tasas de código y esquemas de modulación de bajo orden.

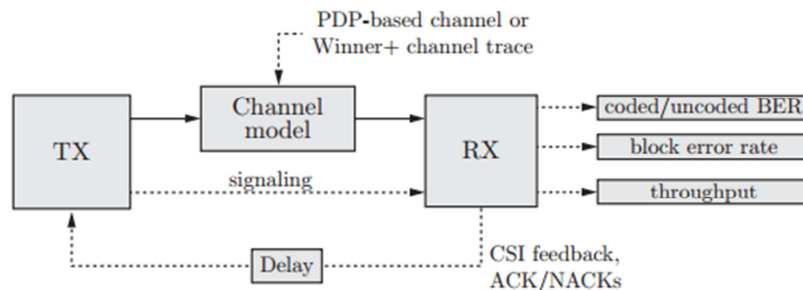


Figura 2-9 Arquitectura del simulador de nivel de enlace

En transmisiones ascendentes, la señalización y el feedback de usuario también se asumen libres de errores, considerando como única distorsión el retardo.

PRINCIPALES PARÁMETROS DE SIMULACIÓN

A continuación, en la tabla 2-4, se listan los principales parámetros de simulación que han sido fijados para todas las simulaciones.

Tabla 2-4 Parámetros de simulación fijos

Frecuencia portadora	2.1 GHz
Ancho de banda del sistema	1.4 MHz
Espaciado entre subportadoras	15 kHz
Receptor	Forzador de ceros
Modelo de canal	Block fading
Estimación de canal	Perfecta
Numero de eNodeBs	1

Tanto para el desarrollo de los métodos que estiman el CQI, como para la comparación entre ellos frente a la SNR, se ha empleado el peor escenario posible. En la tabla 2-5 se listan los parámetros de simulación. El modelo de canal utilizado tiene correlación temporal nula (en este tipo de canal no influye la velocidad).

Tabla 2-5 Parámetros de simulación utilizados durante el desarrollo de los métodos que estiman el CQI

Modo de transmisión	1
Modelo de canal	Flat Rayleigh no correlado
Retardo en el UL	10 ms
Número de usuarios	1

Para la comparación de los métodos que estiman el CQI frente a la frecuencia Doppler normalizada se han utilizado los parámetros de simulación que aparecen en la tabla 2-6.

Tabla 2-6 Parámetros de simulación utilizados para comparar los métodos que estiman el CQI frente a \bar{f}_d

Modo de transmisión	1
Modelo de canal	Flat Rayleigh correlado
Retardo en el UL	1 ms
Número de usuarios	1
Velocidad de usuario	Variable (0-300 Km/h)

Para el estudio del PMI y el RI se han utilizado los parámetros de la tabla 2-7.

Tabla 2-7 Parámetros de simulación para el estudio del PMI y RI

Modo de transmisión	4
Modelo de canal	Flat Rayleigh no correlado
Retardo en el UL	10 ms
Número de usuarios	1
Correlación entre antenas Rx	0.5 (modelo de Kronecker)

Y finalmente para la evaluación de los métodos en canales selectivos en frecuencia se han aplicado los parámetros de simulación listados en la tabla 2-8

Tabla 2-8 Parámetros de simulación para la evaluación de los métodos en canales selectivos en frecuencia

Modo de transmisión	4
Modelo de canal	Flat Rayleigh correlado
Retardo en el UL	1 ms
Número de usuarios	6
Velocidad de usuario	Variable (0-300 Km/h)

3. ALGORITMOS DISEÑADOS PARA INCREMENTAR EL RENDIMIENTO A ALTA VELOCIDAD

3.1 Algoritmos que cumplen el 10% de BLER

En esta sección se explican los algoritmos desarrollados que cumplen con el 10% de BLER en la primera transmisión. Además de cumplir con este objetivo se va a intentar obtener el máximo throughput posible.

3.1.1 Estudio del CQI

MODIFICACIÓN DE LA TABLA DE MAPEO

Este método alcanza el 10% de BLER a partir de un simple cambio de la tabla de mapeo SINR-CQI y teniendo en cuenta exclusivamente el conocimiento instantáneo del canal.

Ya se ha comentado en la sección 2.2.4 que la tabla de mapeo SINR-CQI se obtiene a través de simulaciones de las curvas de BLER frente a la SNR para todos los posibles CQIs, tomando los valores de SNR al 10% de BLER para cada curva. Para crear la nueva tabla de mapeo, las curvas de BLER se han simulado en el escenario con las peores condiciones posibles (correlación temporal cero y 10 ms de retardo en el UL). El resultado de estas curvas se muestra en la figura 3-1.

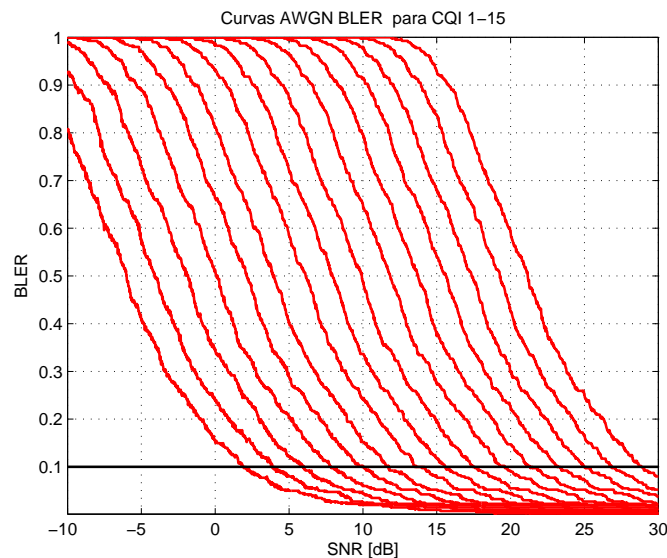


Figura 3-1 Curvas de BLER para CQI 1-15 con las peores condiciones de canal

La nueva tabla de mapeo se crea seleccionando los valores de SNR que corresponden al 0.1 de BLER para cada curva. Los valores de SINR menores que el primer valor de la tabla de mapeo son mapeados a CQI igual a 20, que significa fuera de rango y cuya

eficiencia espectral asociada es nula. Los valores de SINR mayores que el ultimo valor de la tabla de mapeo son mapeados siempre a CQI igual a 15, que tiene asociada la máxima eficiencia espectral. El mapeo del valor $SINR_n$ (SINR instantánea en cada realización) a un CQI a través de la nueva tabla de mapeo da como resultado una BLER por debajo de 0.1.

Éste método tiene dos inconvenientes:

1. La tabla de mapeo se ha optimizado para el peor escenario posible, lo que significa que el 10% de BLER se va a alcanzar en cualquier otro escenario con mejores condiciones; sin embargo, el rendimiento no será el máximo.
2. En el capítulo dos se ha explicado que debido a los parámetros de correlación y retardo utilizados no es apropiado tener en cuenta exclusivamente las condiciones instantáneas del canal ya que el CQI calculado puede no ser el óptimo en el momento de su utilización.

CÁLCULO DE LA BLER ESPERADA

El objetivo de este algoritmo es otra vez cumplir con una BLER por debajo del 10% y al mismo tiempo solucionar los inconvenientes descritos en el anterior método. En este caso el rendimiento va a ser óptimo en cualquier escenario y se va a explotar el conocimiento de las estadísticas del canal.

El método consiste en estimar la BLER esperada para cada MCS, seleccionando el valor de indicador más alto que cumple con el objetivo. Para este propósito son necesarias las curvas de BLER para cada CQI, obtenidas tras aplicar un canal con condiciones perfectas (alta correlación temporal y retardo nulo en el UL). Estas curvas se muestran en la figura 3-2.

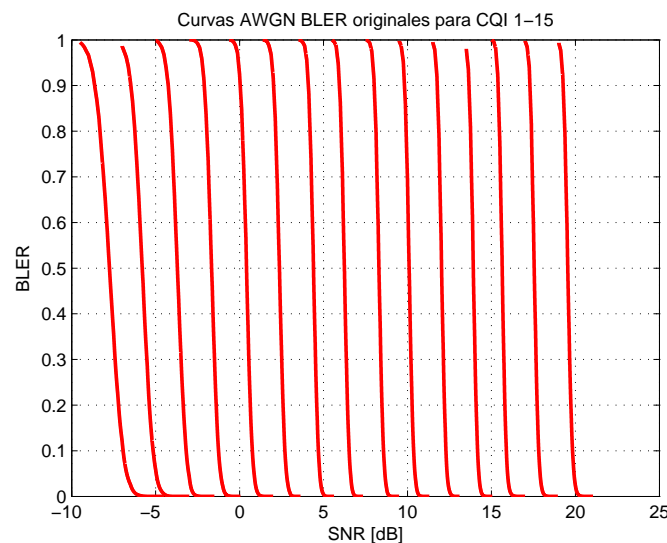


Figura 3-2 Curvas de BLER para CQI 1-15 con las mejores condiciones de canal

El primer paso consiste en almacenar en un vector los valores de SINR instantánea obtenidos durante las últimas k realizaciones.

$$t_n = [SINR_n, SINR_{n-1}, SINR_{n-2}, \dots, SINR_{n-k}] \quad (3.1)$$

Una vez éstos valores son conocidos se evalúan todos sobre cada curva por separado y se calcula la media, de esta manera se obtiene el valor de BLER esperado para cada posible CQI. Este cálculo viene dado por la siguiente expresión,

$$BLER_{exp}(CQI_i) = \frac{1}{longitud(t_n)} \sum_{j=0}^k BLER_{CQI_i}(SNR_{n-j}) \quad (3.2)$$

$$i \in 1, \dots, N_{MCSS}$$

Donde $BLER_{CQI_i}$ representa cada una de las curvas de BLER. Finalmente se selecciona el CQI más alto cuya BLER esperada es menor que 0.1.

Este método tiene dos ventajas:

1. El valor deseado de BLER se puede adaptar dependiendo de las necesidades.
2. El método cumple el objetivo de BLER con el máximo rendimiento para cualquier condición del canal de comunicaciones.

COMPARACIÓN DE MÉTODOS

La figura 3-3 muestra una comparación de los resultados obtenidos tras aplicar el método original de feedback y los anteriores métodos explicados. Los parámetros de simulación se pueden consultar en la tabla 2-5.

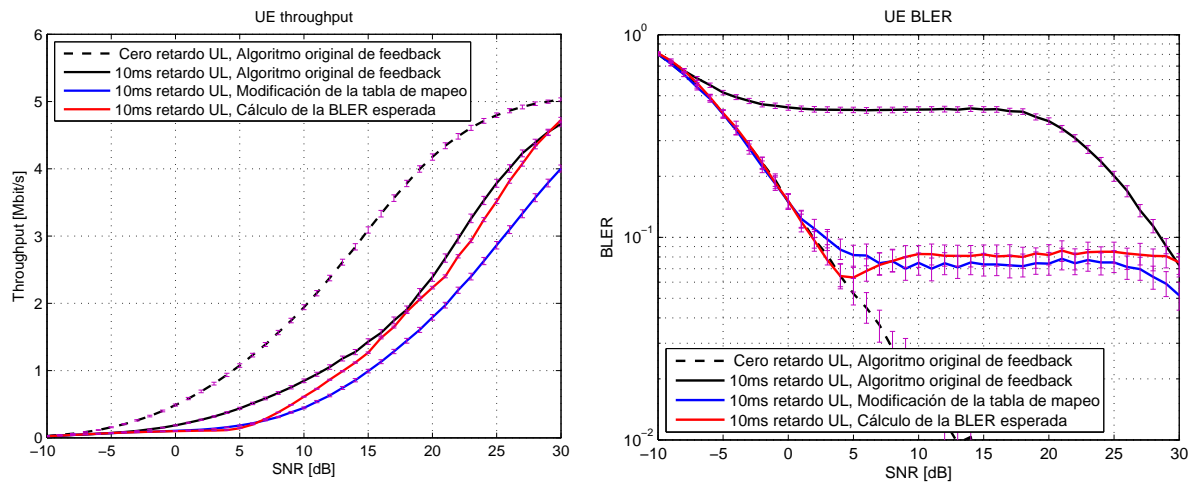


Figura 3-3 Comparación de métodos que cumplen el 10% de BLER

A la derecha está representada la BLER medida en el receptor. Se puede observar como para 10 ms de retardo los valores de BLER obtenidos con los nuevos métodos se mantienen por debajo del 10%, sin embargo, en la figura de la izquierda se muestra como el throughput decrece, especialmente con el primer método debido a que solo tiene en cuenta los valores instantáneos de SINR.

Las líneas verticales representan los intervalos de confianza al 95%, cuyos máximos también se encuentran por debajo del límite de BLER y que muestran que los resultados son fiables ya que las variaciones con respecto a los valores medios, representados por las líneas continuas, son poco pronunciadas.

EVALUACIÓN FRENTE A LA FRECUENCIA DOPPLER NORMALIZADA

A continuación, en la figura 3-4, se muestran los resultados de la evaluación de los nuevos métodos frente a la frecuencia Doppler normalizada con los parámetros de simulación que aparecen en la tabla 2-6.

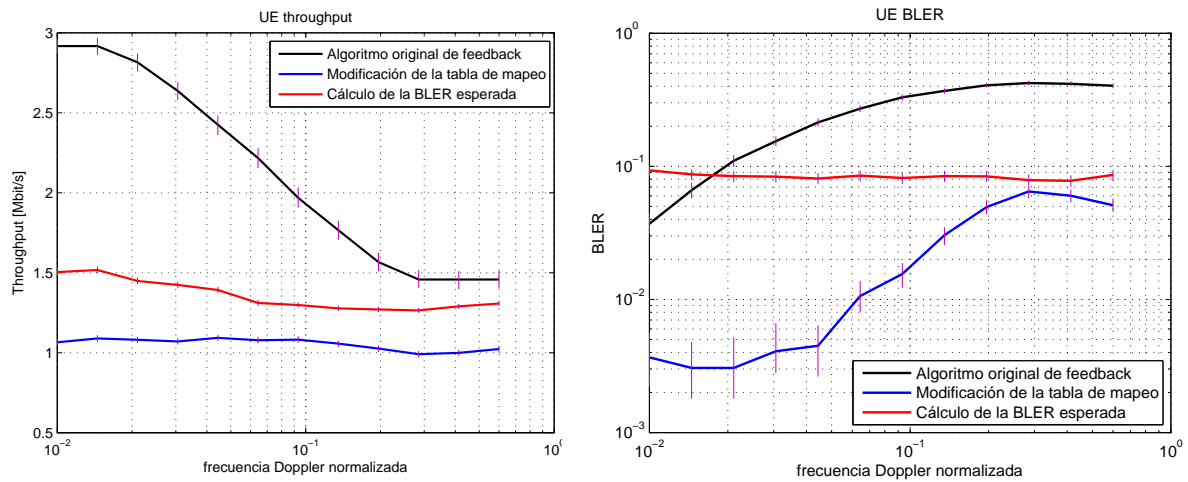


Figura 3-4 Comparación de métodos que cumplen el 10% de BLER frente a \bar{f}_d

Se puede ver a la derecha como el método de la BLER esperada cumple con su objetivo en todo momento y a su vez se obtiene un incremento de throughput (figura a la izquierda) con respecto al primer método explicado. Por el contrario el método original de feedback alcanza valores de BLER muy por encima de 0.1 para una frecuencia Doppler normalizada superior a 0.02.

Debido a que el método de la BLER esperada alcanza un throughput más alto manteniendo la BLER por debajo del 10%, es el método elegido para su aplicación a configuraciones de antenas más complejas en la siguiente sección.

3.1.2 Estudio del RI y PMI

En esta sección se van a evaluar los métodos propuestos que cumplen con el 10% de BLER en configuraciones de antena MIMO. Tal y como se ha explicado anteriormente en la teoría, el empleo de múltiples antenas en transmisión y recepción da lugar a distintas capas espaciales, siendo necesario realizar un procesado espacial en el eNodeB previo a la transmisión de los datos. Este procesado espacial de los datos a transmitir depende del indicador de rango y del indicador de la matriz de precodificación calculados en el receptor.

Con respecto al CQI, cuando se utilizan múltiples antenas es necesario aplicar el método del cálculo del CQI a cada una de las capas espaciales por separado.

En cuanto a la adaptación del RI y PMI se han llevado a cabo las siguientes modificaciones en el código original:

- **Selección del PMI**

En el algoritmo de feedback original los valores PMI se obtienen maximizando la Información Mutua calculada post-ecualización para cada sub-banda (sección 2.2.4, selección del PMI). La Información Mutua se puede ver como una medida de la capacidad instantánea del canal, cuyo cálculo depende de la SINR. A Su vez, la estimación de la SINR depende de la matriz de precodificación aplicada en cada realización.

Debido a la alta velocidad, que da lugar a tiempos de coherencia del canal muy cortos, y al elevado retardo en el UL, la medida de la Información Mutua no es una información precisa. Esto sucede porque los indicadores de las matrices de precodificación que se han calculado en cada instante no optimizan el rendimiento del sistema en el momento en que son aplicadas. La mejor opción en estos casos de extrema velocidad de usuario es fijar un indicador y utilizar siempre las mismas matrices de precodificación para cada rango.

- **Selección del RI**

De igual manera, en el algoritmo de feedback original, una primera aproximación del RI, \hat{V} , se calcula maximizando la Información Mutua calculada post-ecualización para cada rango y el RI definitivo es el que maximiza la eficiencia espectral entre \hat{V} y $\hat{V} - 1$. Tal y como se ha explicado arriba, el cálculo de la Información Mutua no es apropiado a alta velocidad, por lo que no se va a llevar a cabo.

Lo que se hace en este caso es estimar los canales AWGN equivalentes para todas las posibles capas espaciales y calcular el promedio de SINR en cada sub-

banda. Estos valores de SINR son mapeados a CQIs, cuya eficiencia espectral asignada se suma para cada rango de transmisión. Maximizando la eficiencia espectral entre todos los posibles rangos se obtiene \hat{V} , que corresponde con el valor de RI.

Este valor tiende a fluctuar, debido otra vez a las fuertes variaciones del canal, de manera que no se alcanza el máximo throughput. Para suavizar estas fluctuaciones se implementa un algoritmo muy sencillo. Básicamente consiste en almacenar en un vector los últimos k valores de RI calculados por el algoritmo, seleccionando como RI definitivo el mayoritario de entre los almacenados.

Los parámetros de simulación utilizados aparecen en la tabla 2-7. La primera configuración de antena estudiada es la que utiliza el menor número de antenas pero que resulta en más de una capa espacial, esto es 2x2 MIMO con un usuario. Uno de los objetivos del diseño de MIMO es que las antenas tanto en transmisión como en recepción no deben estar correladas entre sí. El resultado de simular el algoritmo original de feedback se muestra en la figura 3-5.

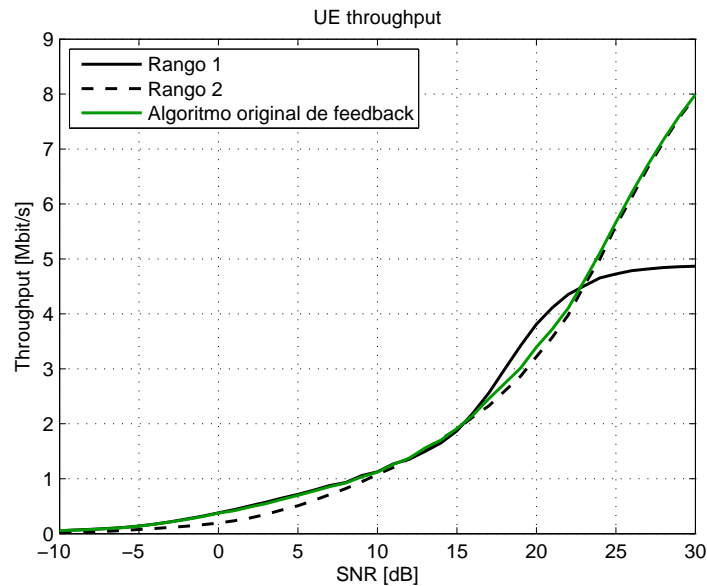


Figura 3-5 2x2 MIMO, correlación nula entre antenas

Como se puede observar en esta figura cuando la SNR es baja el throughput obtenido para rango uno y rango dos por separado es muy similar. Es por esto que el algoritmo original de feedback funciona mas o menos correctamente. Con el objetivo de estudiar la adaptación del RI y verificar que el algoritmo sencillo del cálculo de la mayoría de los previos RIs funciona correctamente se ha optado por introducir una correlación espacial de 0.5 entre las antenas receptoras. Esto da lugar a una diferencia

mayor entre el throughput obtenido por rango uno y los demás rangos posibles. La correlación espacial entre antenas hace que las señales recibidas estén correladas sobre las diferentes antenas, que básicamente implica que el valor singular más alto de la matriz que define el canal se incrementa mientras que el resto de valores singulares se hacen más pequeños.

A continuación, en la figura 3-6 se comparan los resultados obtenidos.

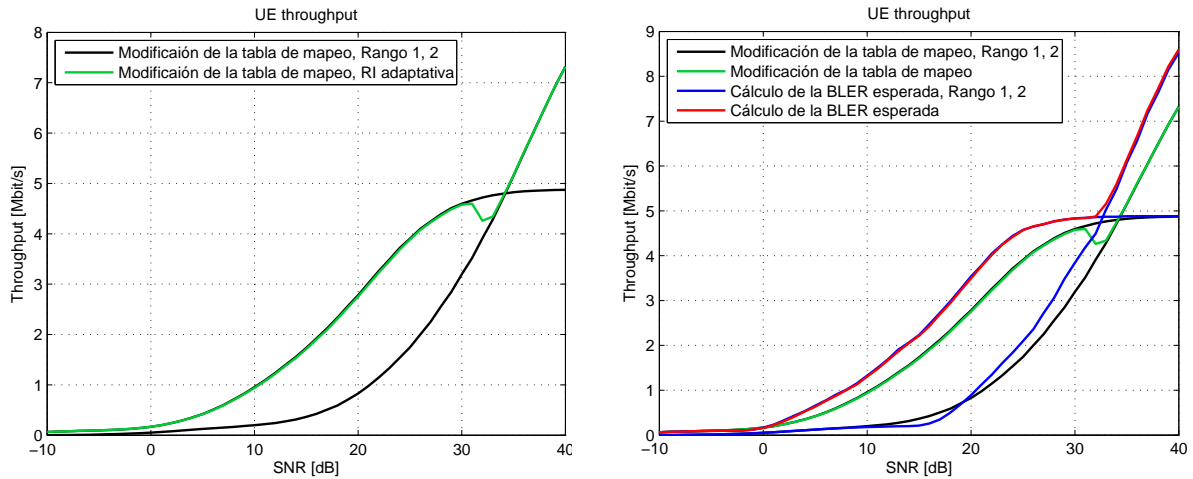


Figura 3-6 2x2 MIMO, comparación de métodos que cumplen con el 10% de BLER

A la izquierda se ha simulado el primer método que simplemente modifica la tabla de mapeo. En este caso no se ha aplicado el algoritmo que calcula la mayoría de RIs y se puede observar (línea verde) como no se alcanza el máximo throughput entre 30 y 35 dB de SNR. En la figura de la derecha se ha aplicado el método de la BLER esperada en cada capa espacial por separado (en azul), consiguiendo una mejora en el throughput con respecto a los resultados anteriores. Además se representa también el resultado tras aplicar el algoritmo que selecciona el RI mayoritario (en rojo), pudiendo verificar que funciona ya que el throughput obtenido es máximo para cualquier SNR.

La misma comparación se ha simulado en la figura 3-7 con una configuración de antena más compleja, 4x8 MIMO con un usuario. Cuatro es el número máximo de antenas transmisoras que soporta el Rel. 8 del estándar de LTE. Con la misma notación que antes se puede observar a la izquierda como el algoritmo original de adaptación del RI no funciona y a la derecha se puede ver la mejora obtenida para cada capa espacial por separado gracias al método de la BLER esperada. Finalmente en rojo el resultado con todas las modificaciones, alcanzando el máximo throughput para todos los puntos.

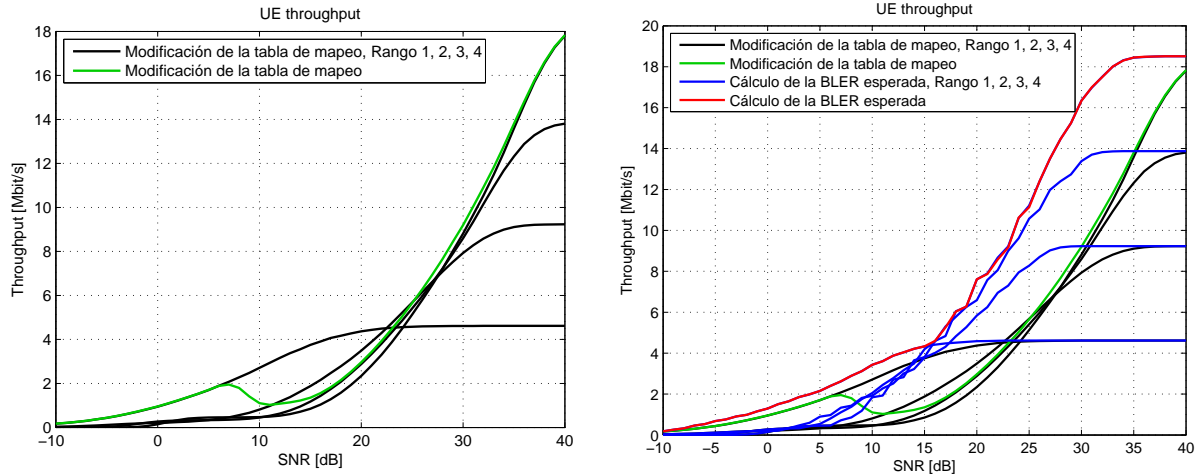


Figure 3-7 4x8 MIMO, comparación de métodos que cumplen con el 10% de BLER

Finalmente en las figuras 3-8 y 3-9 se muestran los resultados finales de los dos métodos con todas las modificaciones aplicadas y comparados con el resultado que se obtiene con el algoritmo de feedback original y un retardo nulo en el UL.

En la figura 3-8 se puede ver a la derecha como para una configuración de antena de 2x2 el objetivo de $BLER < 0.1$ se alcanza para valores de SNR mayores de -5dB mientras que en la figura 3-9, con una configuración de antena de 4x8, el objetivo se cumple en cualquier punto. Con respecto al throughput (figuras a la izquierda), se observa una mejora cuando se utiliza el método de la BLER esperada, debido a que tiene en cuenta las estadísticas del canal. Esta mejora de throughput es más pronunciada cuantas más antenas se utilizan, llegando incluso a obtener el mismo rendimiento que con el algoritmo original con un retardo nulo para valores de SNR mayores que 35dB si se utiliza una configuración de antenas 4x8.

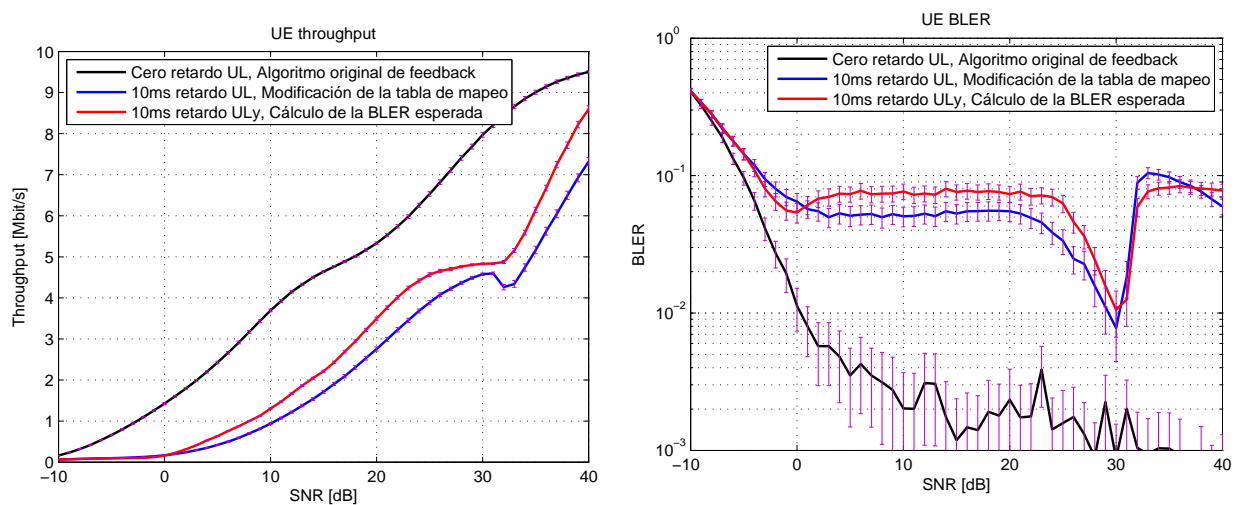


Figura 3-8 2x2 MIMO, resultados finales que cumplen el 10% de BLER

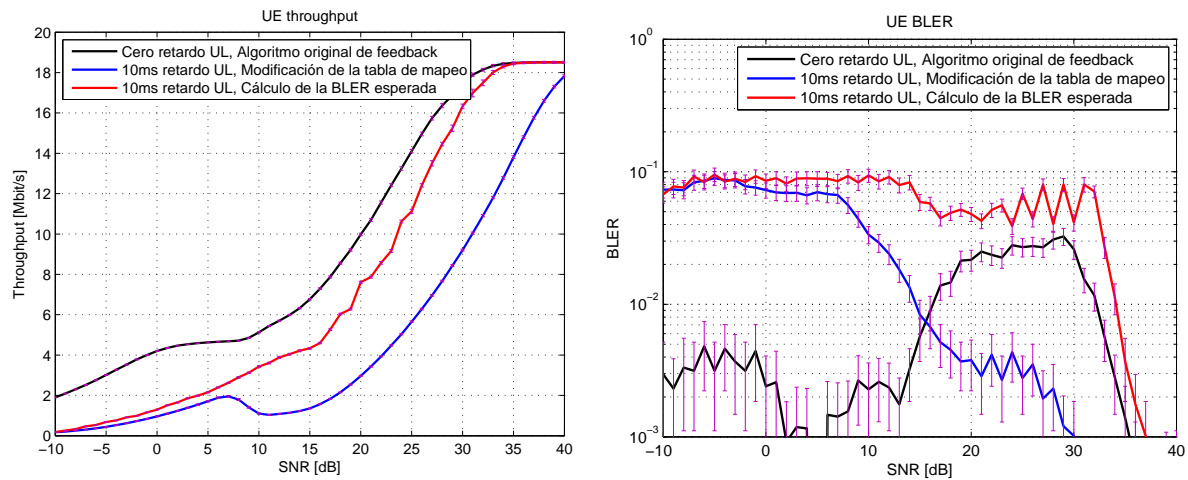


Figura 3-9 4x8 MIMO, resultados finales que cumplen el 10% de BLER

3.1.3 Evaluación en un canal selectivo en frecuencia con varios usuarios

Durante las simulaciones presentadas hasta ahora en las que se ha aplicado un modelo de canal plano en frecuencia con un solo usuario, el cálculo del CQI y PMI se ha llevado a cabo haciendo un promediado de las características del canal sobre todo el ancho de banda y reportando los mismos valores de indicadores en todos los RBs disponibles. En estos casos el valor de granularidad en el simulador para el cálculo del CQI y PMI ha estado fijado a seis.

En esta sección se va a estudiar el rendimiento obtenido por varios usuarios cuando el canal, además de selectivo en tiempo, es también selectivo en frecuencia y se utilizan distintas combinaciones de granularidades para el cálculo de los indicadores de feedback. Concretamente se han simulado las 4 combinaciones posibles de granularidad igual a seis (mismo indicador para todo los RBs) y granularidad igual a uno (un indicador diferente para cada sub-banda, que corresponde con un RB).

La estrategia de *scheduling* seleccionada para este estudio que permite asignar los recursos físicos disponibles a los diferentes usuarios es *Maximum Rate*, que maximiza el throughput del sistema tomando las decisiones de asignación de recursos físicos de acuerdo a los CQIs reportados. Esta estrategia intenta asignar los RBs a usuarios con condiciones de enlace favorables, obteniendo ganancia de diversidad multi-usuario. Los parámetros de simulación aparecen en la tabla 2-8 y la configuración de antenas utilizada es de 4x2.

En la figura 3-10 se representan en línea continua los resultados de las cuatro combinaciones de granularidades con el algoritmo de feedback original. Por debajo de \bar{f}_d igual a 0.1 el mayor rendimiento se obtiene calculando un CQI y PMI diferente para cada sub-banda, ya que las variaciones del canal pueden considerarse todavía suaves y

el retardo en el UL no muy elevado. Sin embargo, cuando \bar{f}_d crece por encima de 0.1, el mayor rendimiento se obtiene calculando un CQI diferente en cada sub-banda pero un PMI común a todos los recursos disponibles en el ancho de banda total.

Las líneas roja y azul con cruces corresponden a los resultados tras aplicar el método que calcula la BLER esperada con una granularidad de CQI uno y seis respectivamente y una PMI fija, siendo muy similares. La línea roja con círculos corresponde también al resultado tras aplicar el método del cálculo de la BLER esperada seleccionando una granularidad del CQI igual a uno y adaptación de la PMI con granularidad seis.

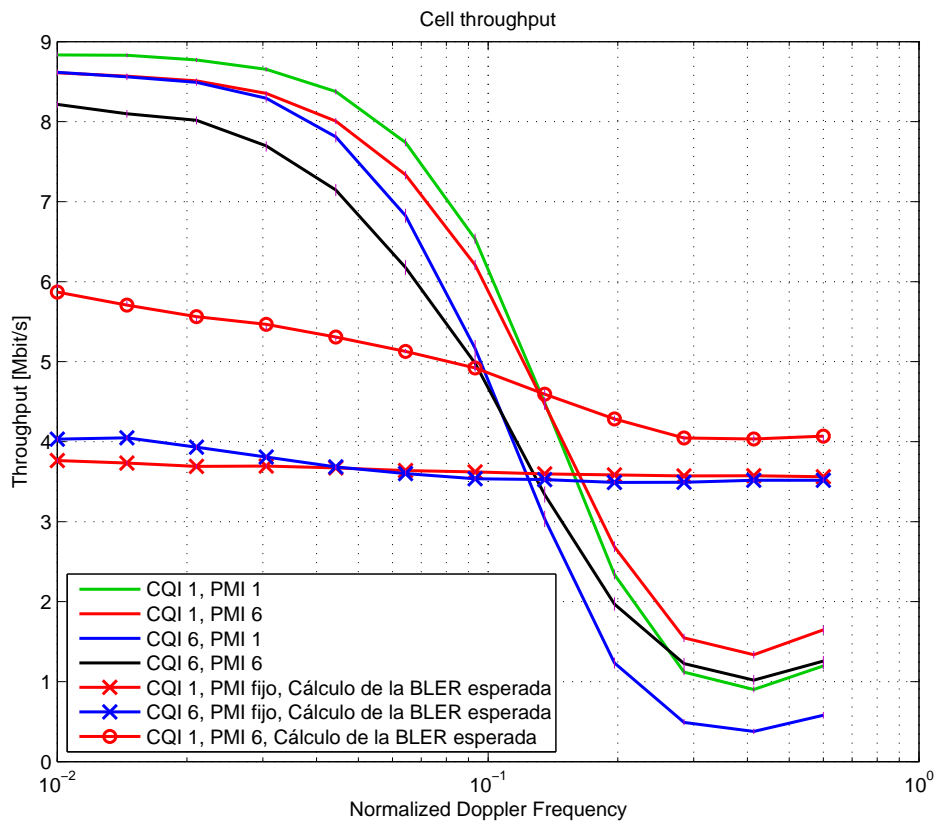


Figura 3-10 Throughput en una celda con 6 usuarios y método de BLER esperada

Se puede comprobar como el rendimiento obtenido con el nuevo método es más alto comparado con el algoritmo original a partir de una frecuencia Doppler normalizada de unos 0.13. Esto es porque hasta este punto la correlación temporal es alta (mayor que 0.9) y con el algoritmo original se obtienen indicadores suficientemente precisos.

Con el método de la BLER esperada, cuando se adapta la matriz de precodificación el throughput obtenido es más elevado, sin embargo, en la figura 3-11 que representa la BLER se puede observar como a partir de 0.1 el objetivo no se cumple. Esto sucede porque el CQI y el PMI que cumplen con el 10% de BLER se han calculado con

determinadas condiciones de canal, que van a ser diferentes en el momento de su utilización debido la baja correlación temporal y al retardo en el UL.

Con respecto a los resultados que tienen la PMI fija, cuando se utiliza granularidad del CQI igual a 6, los valores de BLER están muy cerca de 0.1, pero por encima. Esto ocurre porque se ha calculado un valor de CQI promedio para todos los RBs, que están asignados a distintos usuarios, de manera que si alguno se ve sometido a condiciones de canal muy desfavorables no va a cumplir el objetivo de BLER utilizando el CQI promedio calculado. El objetivo de BLER solamente se cumple para cualquier frecuencia Doppler normalizada con granularidad del CQI igual a uno y PMI fija.

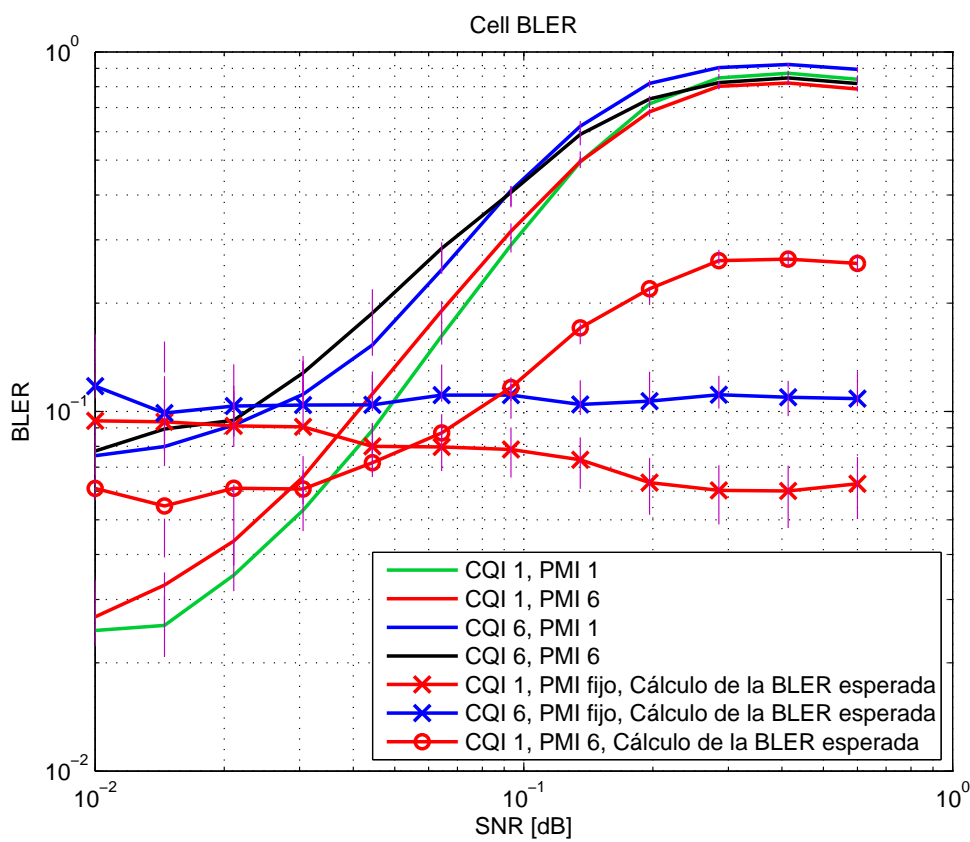


Figura 3-11 BLER en una celda con 6 usuarios y método de BLER esperada

3.2 Algoritmos que mejoran el throughput

LTE implementa una combinación de corrección de errores en el receptor y ARQ (*Automatic Repeat reQuest*), conocida como HARQ (*Hybrid Automatic Repeat reQuest*). Cuando un paquete recibido es erróneo (detectado por el CRC, *Cyclic Redundancy Check*) el receptor no solo solicita una nueva transmisión, sino que también guarda en un buffer de memoria el paquete corrupto para combinarlo más tarde con las nuevas retransmisiones. De esta manera la transmisión de datos es más fiable. Típicamente, el HARQ con combinación de transmisiones se categoriza en CC (*Chase Combining*) e IR (*Incremental Redundancy*), dependiendo de si los bits retransmitidos tienen que ser idénticos a los originales o no. En LTE se usa IR porque ofrece mayores ganancias, especialmente a altos MCSs. Además, como este proceso no predice ninguna variación del canal, la mejora que se obtiene es independiente de la velocidad a la que se mueve el usuario.

Por problemas en los códigos del simulador cuando el retardo en el UL es distinto de cero el proceso HARQ no ha podido ser simulado. En esta sección se va a intentar obtener el máximo throughput posible a alta velocidad, sin tener en cuenta de que los valores de BLER van a estar por encima del 10% en casi todos los casos, con la esperanza de que en la práctica, tras aplicar el proceso HARQ, se cumpla el objetivo de BLER.

3.2.1 Estudio del CQI

PROMEDIADO DE LA SINR

Este método se basa en un cambio de la tabla de mapeo SINR-CQI y un promediado de la SINR calculada post-ecualización.

El primer paso consiste en encontrar los valores de la tabla de mapeo que maximizan el throughput. Para esto es necesario simular, con el cálculo del feedback desactivado, las curvas de throughput frente a la SNR para cada posible CQI. Estos resultados se muestran en la figura 3-12. A continuación, se crea la nueva tabla de mapeo tomando los valores de SNR que maximizan el throughput para cada diferente esquema de modulación y codificación.

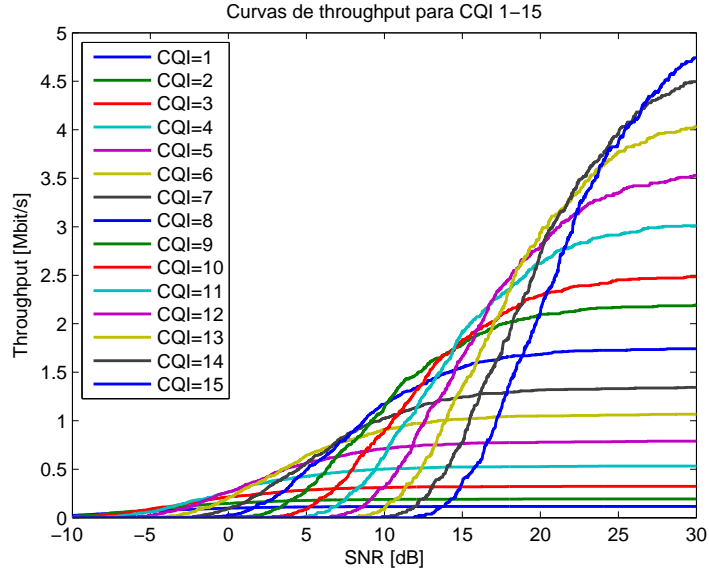


Figura 3-12 Curvas de máximo throughput para CQI 1-15

Además de esto, se implementa un filtro de promediado que se aplica a la SINR. Algunos ejemplos de otros promediados de las características del canal pueden consultarse en [14] y [15]. La expresión matemática empleada es EWMA (*Exponentially Weighted Moving Average*), un tipo de filtro cuya respuesta impulsional es infinita y que aplica factores de peso que decrecen exponencialmente, sin llegar a cero, a las distintas muestras. La expresión implementada en el simulador viene dada en la ecuación 3.3.

$$\overline{SINR}_n = \left(1 - \frac{1}{\beta}\right) \overline{SINR}_{n-1} + \left(\frac{1}{\beta}\right) SINR_n \quad (3.3)$$

El parámetro β define los factores de peso que se dan a la SINR instantánea de cada realización, representada por $SINR_n$, y al previo promedio de la SINR hasta la realización anterior, \overline{SINR}_{n-1} . Cuanto más alta es β , menor es el peso que se da al valor instantáneo de SINR. Este valor ha sido elegido a través de simulaciones, siendo β igual a 10 el valor más apropiado en el caso de que la correlación temporal del canal sea nula. Un valor de β menor da lugar a un rendimiento más bajo, y un valor de β mayor da lugar al mismo resultado.

MÁXIMO THROUGHPUT ESPERADO

Este método también se ha diseñado con el objetivo de conseguir el máximo throughput posible. Consiste en intentar estimar la estadística del CQI en el receptor, que a priori es desconocida. Una vez se conoce esta estadística se calcula el

throughput esperado para cada esquema de modulación y codificación, seleccionando el CQI que lo maximiza. En el artículo [16] se explica una estrategia similar pero orientada a scheduling, que maximiza el throughput con equidad adaptable. Expresiones similares para el cálculo del throughput esperado han sido utilizadas en este método.

El primer paso consiste en estimar la función de probabilidad de masa (pmf) del CQI calculado a partir de las condiciones instantáneas del canal CQI_n , esto es, a partir del mapeo de la SINR instantánea $SINR_n$.

$$p_n(i) = \frac{1}{R} \sum_{r=0}^R 1 [CQI_n(r) = i] \quad i \in 0, \dots, N_{AMC} \quad (3.4)$$

En esta ecuación R es el número de esquemas de modulación y codificación y tanto $i = 0$ como $r = 0$ corresponden con el valor de CQI igual a 20 (fuera de rango). Como resultado se obtiene un vector de longitud igual a dieciséis cuyo único valor distinto de cero se encuentra en la posición que indexa el valor CQI_n calculado, $p_n(i)$. A continuación se estima una media de este vector utilizando el mismo tipo de filtro de promediado que en método anterior, es decir, EWMA. La expresión en este caso viene dada por,

$$\hat{p}_n = \left(1 - \frac{1}{\beta}\right) \hat{p}_{n-1} + \left(\frac{1}{\beta}\right) p_n \quad (3.5)$$

El valor de β se ha elegido otra vez a través de simulaciones, siendo β igual a 10 el más apropiado. El vector \hat{p}_n indica la probabilidad de que cada específico CQI sea óptimo instantáneamente.

Después de esto se calcula el throughput esperado para cada CQI “i”, como el producto de la eficiencia espectral del CQI “i” y la probabilidad de que el canal soporte este CQI “i”, es decir, la suma de las probabilidades de todos los CQIs igual o mayores que “i”. La expresión se puede escribir de la siguiente manera,

$$T_{exp}(CQI_i) = efficiency(CQI_i) \cdot \sum_{cqi \geq CQI_i} \hat{p}_n(cqi) \quad i \in 0, \dots, N_{AMC} \quad (3.6)$$

Finalmente se selecciona el CQI que maximiza el throughput esperado.

COMPARACIÓN DE MÉTODOS

En la figura 3-13 se muestra la comparación de los resultados obtenidos con los métodos que maximizan el throughput y los resultados obtenidos con el algoritmo de

feedback original con 0 y 10ms de retardo en el UL. Los parámetros de simulación se pueden consultar en la tabla 2-5.

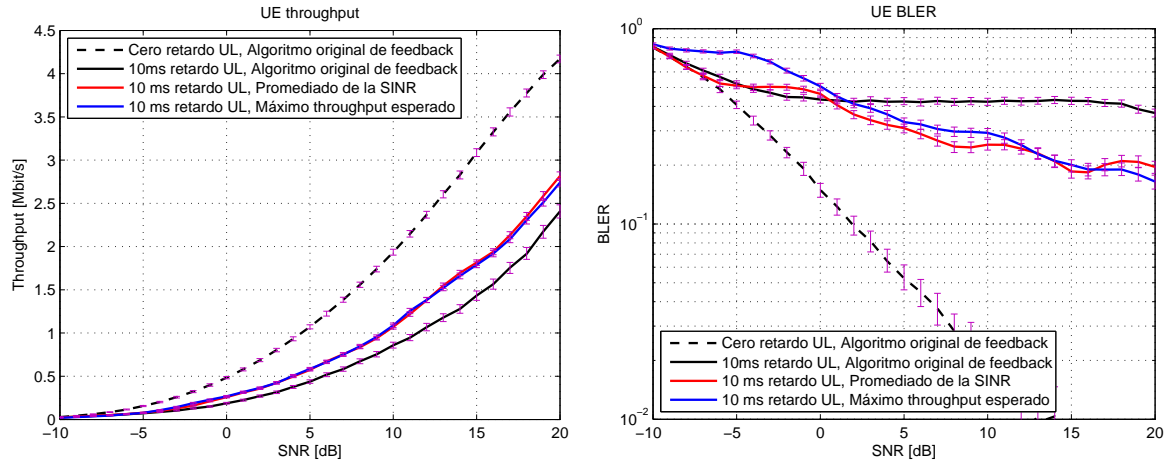


Figura 3-13 Comparación de métodos que incrementan el throughput

Como se puede observar en la figura de la izquierda el throughput obtenido por los nuevos métodos desarrollados es prácticamente el mismo, resultando en una mejora significativa si se compara con el resultado obtenido con el algoritmo original. Con respecto a la BLER, representada en la figura de la derecha, con los nuevos métodos también se consigue un descenso significativo, especialmente con el método del promediado de la SINR.

EVALUACIÓN FRENTE A LA FRECUENCIA DOPPLER NORMALIZADA

Con el objetivo de conocer el rango de velocidades y retardos en el UL donde los nuevos métodos pueden mejorar el throughput, se han simulado algunas comparaciones del rendimiento frente a la frecuencia Doppler normalizada.

La figura 3-14 representa los resultados obtenidos con el algoritmo de feedback original y los nuevos algoritmos que maximizan el throughput, con el valor del parámetro β fijado a 10 para todos los puntos. Para llevar a cabo estas comparaciones se han aplicado los parámetros de simulación que aparecen en la tabla 2-6 y se ha variado la velocidad de usuario desde cero hasta poco más de 300km/h.

Cuando \bar{f}_d es menor que 0.1 es el algoritmo original el que alcanza el máximo throughput. Esto es debido a que la correlación temporal es fuerte, concretamente mayor que 0.9, y el retardo en el UL no ha aumentado excesivamente. Con estas características es suficiente tener en cuenta el conocimiento instantáneo del canal para que el algoritmo funcione correctamente. Cuando la frecuencia Doppler normalizada se incrementa por encima de 0.1 la correlación temporal empieza a

descender tomando valores considerablemente menores que el retardo en el UL, y siendo los algoritmos que calculan un promedio de la información del estado del canal con los que mayor throughput se obtiene.

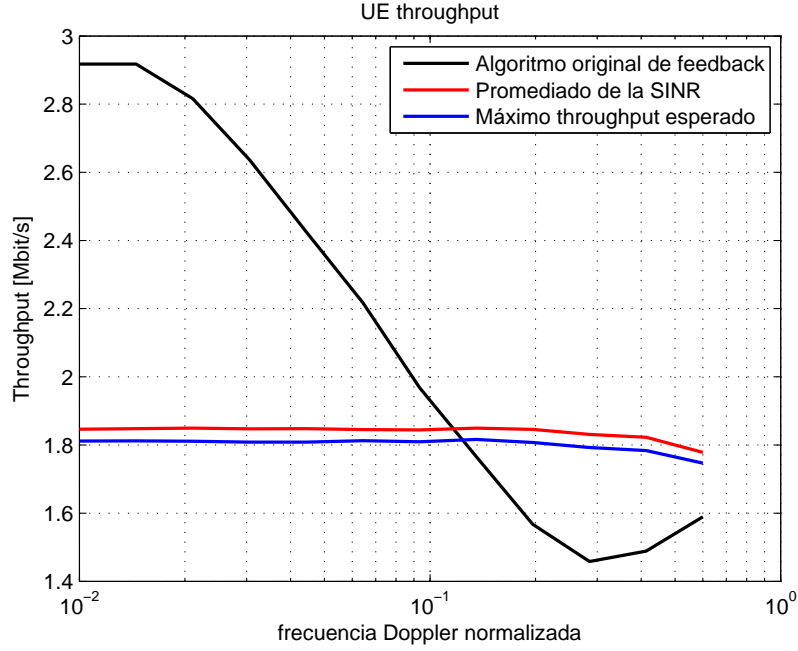


Figura 3-14 Comparación de métodos que incrementan el throughput frente a \bar{f}_d , previo adaptación

Las expresiones que se han utilizado para la implementación de los nuevos algoritmos dependen de un parámetro β (ecuaciones 3.3 y 3.5) que define los pesos dados a la información del estado del canal instantánea y al promedio de ésta hasta la realización anterior. Lo que se ha hecho a continuación es variar el parámetro β con el objetivo de obtener un resultado mejor cuando \bar{f}_d es menor que 0.1. A través de diferentes simulaciones con valores de beta entre 1 y 10 se ha llegado a la conclusión de que el mejor resultado se obtiene aplicando β igual a uno hasta una \bar{f}_d de 0.1 (lo que significa que no se realiza ningún promediado de la información del canal) y β igual a diez cuando \bar{f}_d toma valores por encima de 0.1.

$$\beta = \begin{cases} 1 & \text{si } \bar{f}_d \leq 0.1 \\ 10 & \text{si } \bar{f}_d > 0.1 \end{cases} \quad (3.7)$$

El retardo en el enlace de subida utilizado en esta simulación es de 1ms mientras que la velocidad de usuario varía. El punto crítico de \bar{f}_d igual a 0.1 corresponde a 50km/h con los parámetros de simulación empleados, valores que se pueden considerar bastantes realistas en este punto.

Después de adaptar el parámetro beta se han comparado los resultados con un predictor de canal lineal. El predictor básicamente estima la interpolación lineal de las realizaciones del canal previas que han sido guardadas en un buffer y finalmente una simple extrapolación de estos datos da lugar a la predicción del canal. Para conseguir una predicción del canal precisa, el predictor lineal requiere de una correlación temporal elevada. Es por esto que el throughput utilizando este método mejora a frecuencias Doppler normalizadas bajas y medias y el rendimiento decrece rápidamente para valores por encima de 0.1. En la figura 3-15 se muestran los resultados.

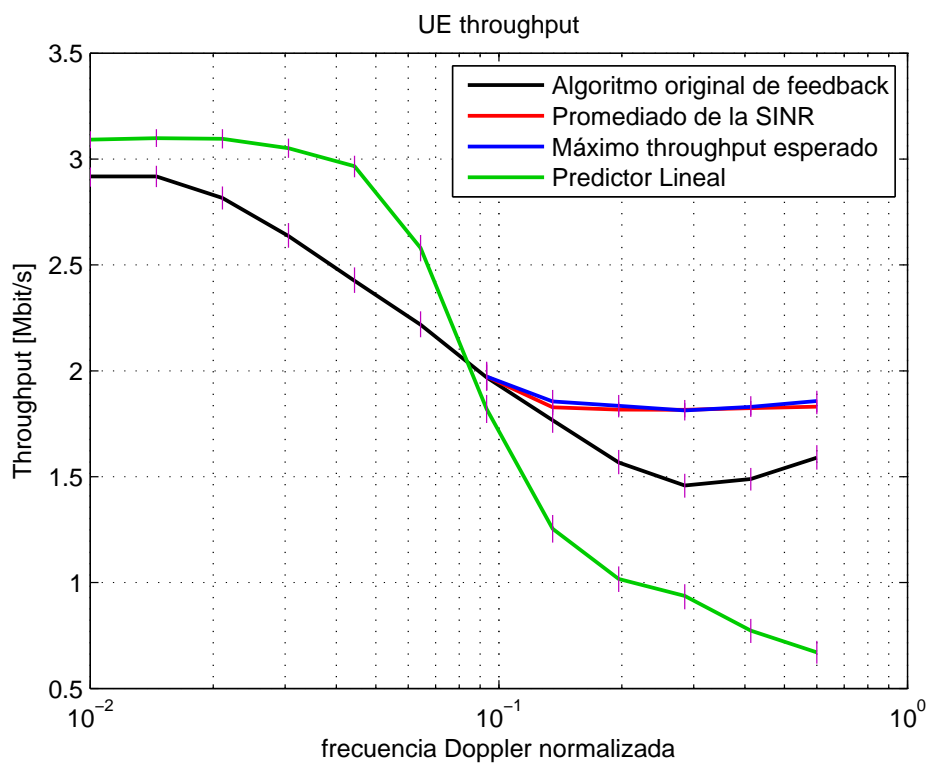


Figura 3-15 Comparación del throughput obtenido con un predictor lineal

Con respecto a la BLER, que se muestra en la figura 3-16, se puede observar como a partir de \bar{f}_d igual a 0.1 se incrementa hasta valores muy elevados si se utiliza el predictor lineal. Por el contrario, con los nuevos métodos diseñados para incrementar el throughput se consigue, además del incremento de throughput, reducir la BLER por debajo de los valores obtenidos con el algoritmo original, cuyo máximo ronda el 40%. Específicamente, con el método del máximo throughput esperado la BLER satura a un valor de 31% y con el método del promedio de la SINR la BLER satura a un valor de 18%, que supone una mejora muy importante.

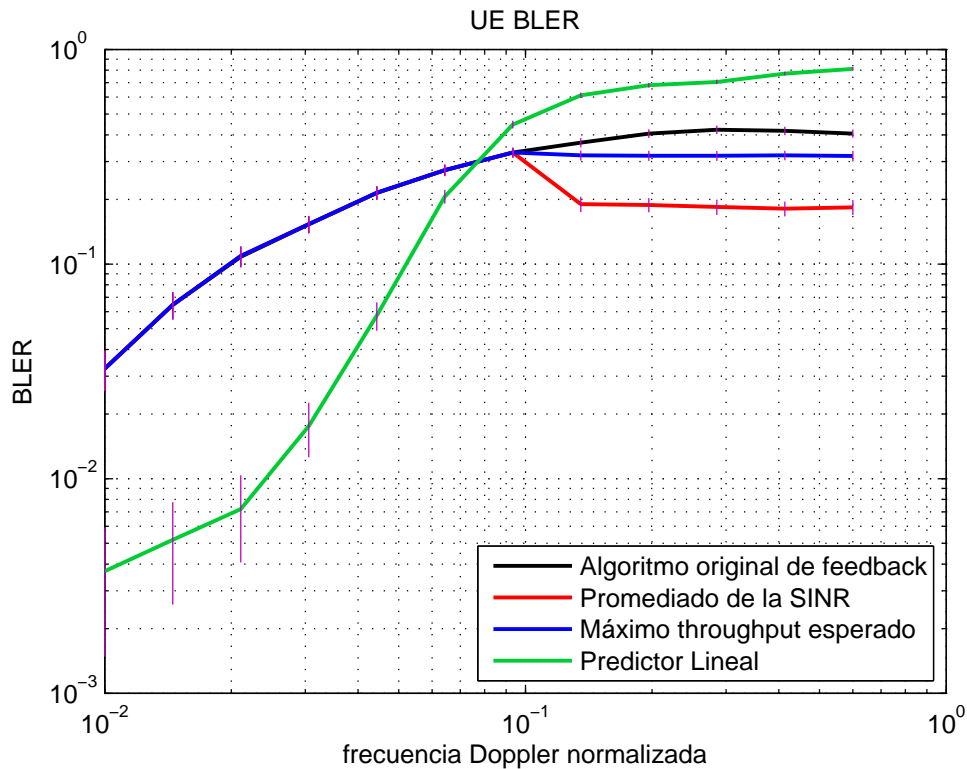


Figura 3-16 Comparación de la BLER obtenida con un predictor lineal

3.2.2 Estudio del RI y PMI

Los indicadores de feedback del rango de transmisión y de la matriz de precodificación solamente son reportados a la estación base en caso de que se lleve a cabo procesamiento espacial de la señal. Es por esto que para su estudio se emplea una configuración de antena MIMO y los parámetros de simulación descritos en la tabla 2-7.

Como se ha comprobado en la sección anterior, la mejora de throughput conseguida por los dos nuevos métodos es muy similar, mientras que el resultado de la BLER es considerablemente menor con el método del promediado de la SINR. Debido a esto, se va a aplicar el método del promediado de la SINR en cada capa espacial para el cálculo del CQI con configuraciones de antena MIMO.

Las modificaciones realizadas en código original de feedback para el cálculo del RI y PMI son las mismas que las explicadas en la sección 3.1.2. De nuevo, se ha simulado también una correlación de 0.5 entre las antenas receptoras, que hace más difícil la selección del RI para el algoritmo.

La primera configuración de antenas estudiada es 2x2 MIMO.

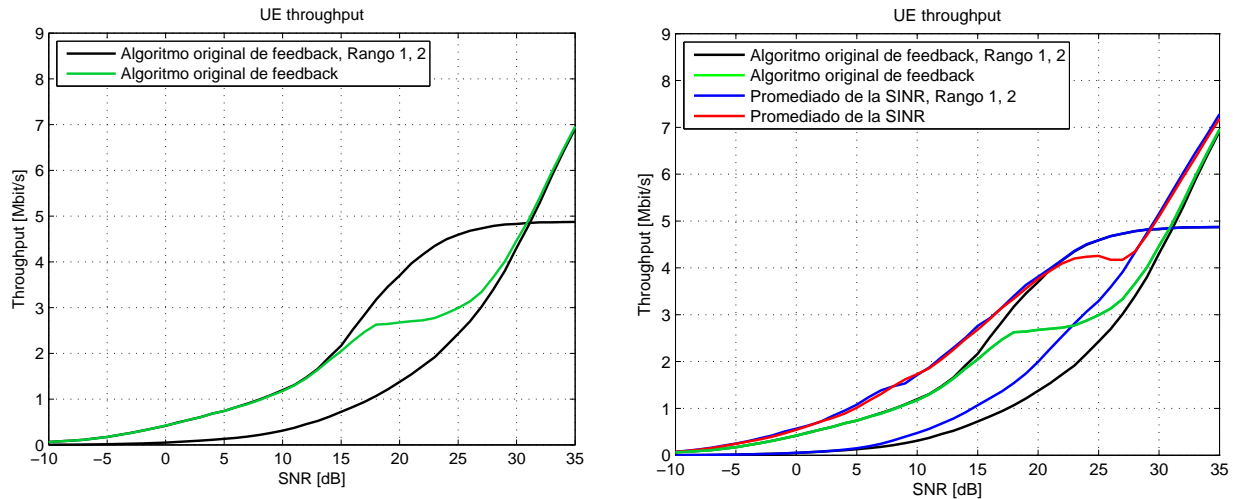


Figura 3-17 2x2 MIMO, mejora de throughput con el método de promediado de la SINR

En la figura 3-17 se pueden observar los resultados. A la izquierda se muestra el throughput obtenido con el algoritmo de feedback original para rango uno y rango dos por separado (negro) y con la adaptación original del RI activada (verde), que entre 15 y 30 dB no funciona correctamente. A la derecha se han representado los resultados tras aplicar el método del promediado de la SINR en cada capa espacial (azul) y también tras utilizar el algoritmo que calcula la mayoría de los valores de RI seleccionados durante un periodo de tiempo. La mejora obtenida es bastante importante, sin embargo, entre 20 y 30 dB el throughput no llega a ser el máximo posible. Se ha comprobado que esto sucede porque para estos puntos de SNR el porcentaje de veces que el algoritmo selecciona rango uno y rango dos es del 50%, de manera que incluso con el algoritmo que calcula el RI mayoritario se producen fluctuaciones en el RI seleccionado.

A continuación, en la figura 3-18, se han comparado los mismos resultados con una configuración de antenas de 4x8 MIMO.

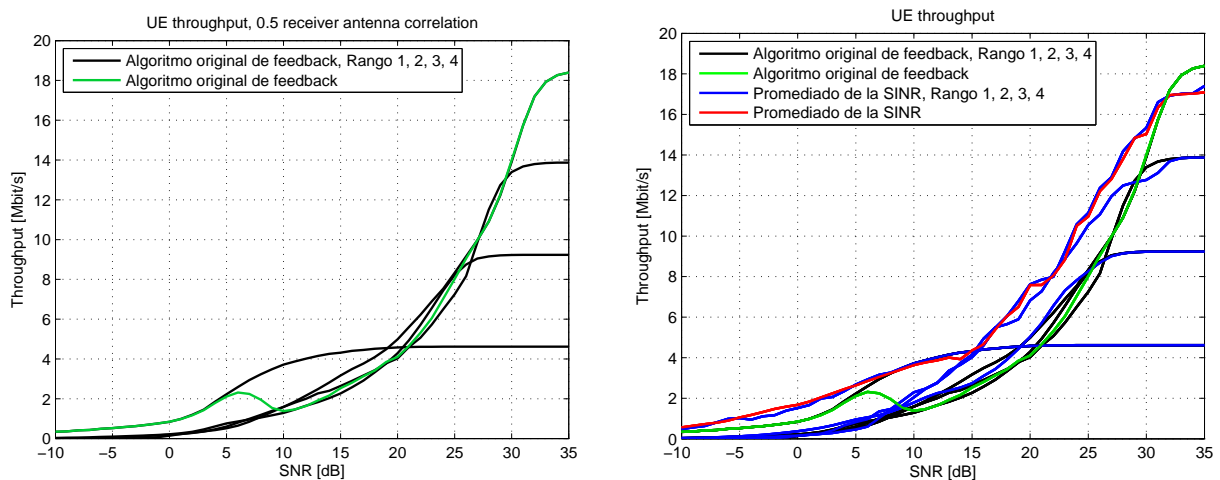


Figura 3-18 4x8 MIMO, mejora de throughput con el método de promediado de la SINR

Para finalizar, en las figuras 3-19 y 3-20, se ha simulado una comparación de estos resultados con el algoritmo original y retardo nulo en el enlace de subida, que corresponde con el máximo throughput teórico que se puede conseguir.

De la misma manera que con los métodos que cumplen con el 10% de BLER, en este caso la mejora en el throughput y la reducción de la BLER se hacen más pronunciadas cuanto mayor es el número de antenas empleadas.

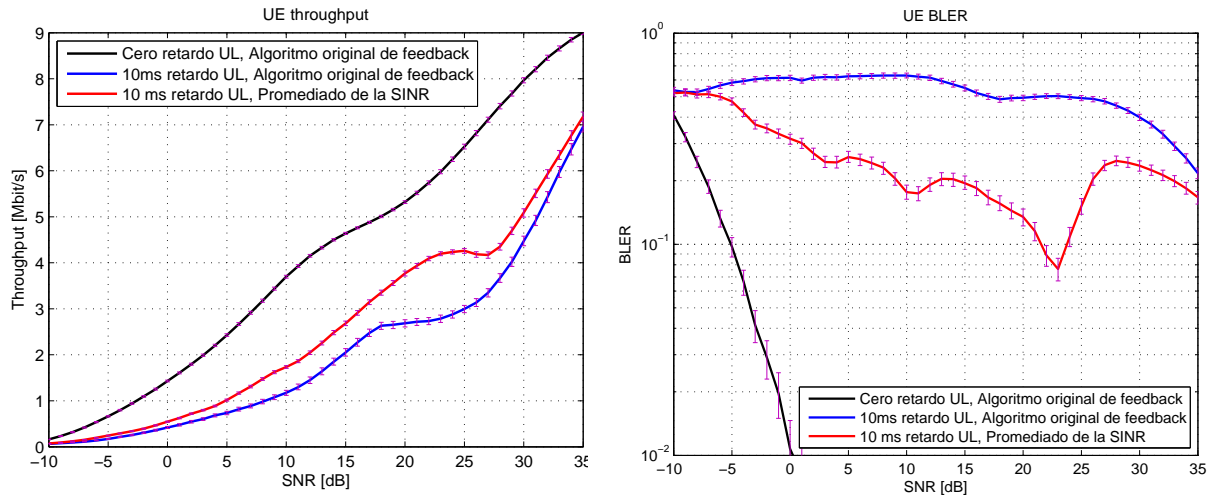


Figura 3-19 2x2 MIMO, resultados finales que incrementan el throughput

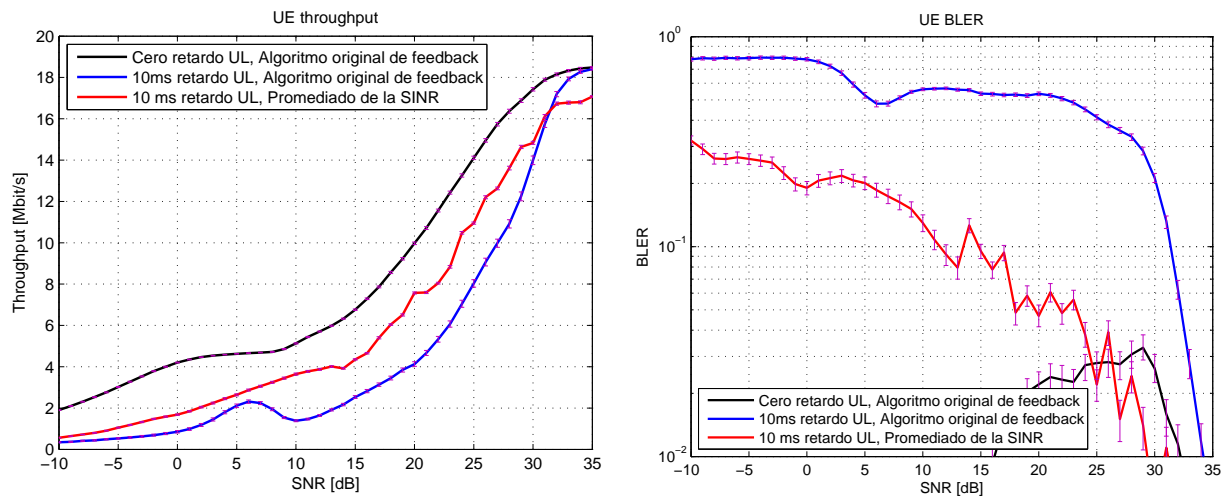


Figura 3-20 4x8 MIMO, resultados finales que incrementan el throughput

Las fluctuaciones que se producen en el throughput al utilizar el método del promediado de la SINR (en rojo) se deben al cambio del CQI calculado al aumentar el valor de la SNR simulada, que también se pueden observar en la envolvente de la figura 3-12.

3.2.3 Evaluación en un canal selectivo en frecuencia con varios usuarios

En esta sección se explica la última investigación llevada a cabo. Se emplea un canal selectivo en tiempo y frecuencia y se estudia la granularidad del cálculo del CQI y PMI.

Con la misma notación que en la sección 3.1.3 se ha representado en la figura 3-21 el throughput obtenido en una celda en la que se sirven seis usuarios. Los parámetros de simulación que se pueden consultar en la tabla 2-8, siendo 4x8 la configuración de antenas empleada. Las líneas continuas son el resultado obtenido con el algoritmo de feedback original, que a baja \bar{f}_d consigue un throughput elevado con granularidades del CQI y PMI igual a 1 debido a la alta correlación temporal del canal, mientras que el rendimiento decrece rápidamente a partir de \bar{f}_d igual que 0.1. Es a partir de este punto donde el nuevo método implementado que promedia la SINR empieza a obtener ganancia.

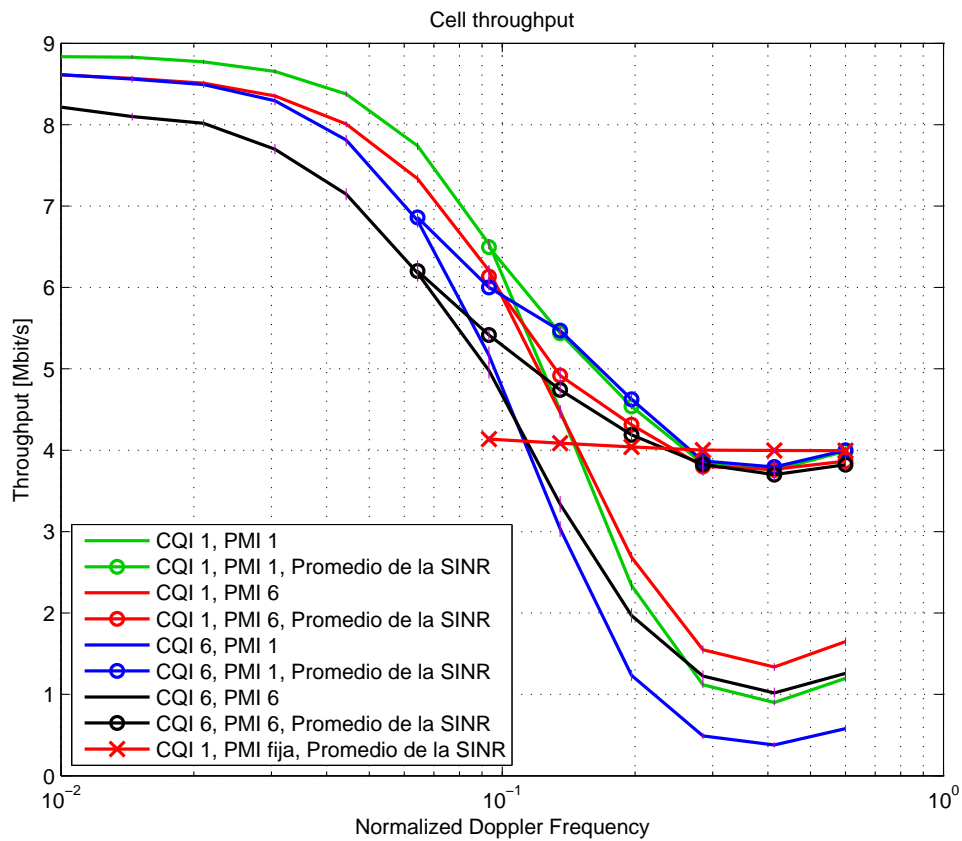


Figura 3-21 Throughput en una celda con 6 usuarios y método de promediado de la SINR

Con el objetivo de estudiar hasta que frecuencia Doppler normalizada la adaptación de la matriz de precodificación consigue mejorar el throughput, el feedback del PMI se ha

activado. De igual modo que antes las líneas con círculos representan las 4 combinaciones de granularidad del CQI y PMI uno y seis con el método de promediado de la SINR.

Desde \bar{f}_d igual a 0.1 hasta unos 0.3 los mejores resultados con el nuevo método se obtienen todavía con una granularidad de PMI igual a uno, sin embargo, a partir de \bar{f}_d igual a 0.3 se puede observar como los resultados son muy similares independientemente de la granularidad de los dos indicadores de feedback. Esto se debe a que las variaciones del canal son tan rápidas que el promediado de la SINR recibida sobre distintos RBs consecutivos se mantiene prácticamente plano. Lo mismo sucede con el resultado de la BLER que se muestra en la figura 3-22.

Por último se ha simulado a partir de \bar{f}_d igual a 0.1 el método del promediado de la SINR con granularidad del CQI igual a uno y el indicador de la matriz de precodificación fijo, representado por la línea roja con cruces. Se puede ver como a partir de una \bar{f}_d de unos 0.25 el throughput es incluso mayor que el obtenido cuando se adapta la PMI, no siendo la única mejora ya que en estos puntos la BLER también decrece considerablemente desde un 40% con PMI adaptativa hasta un 26% con la PMI fija, tal y como se muestra en la figura 3-22.

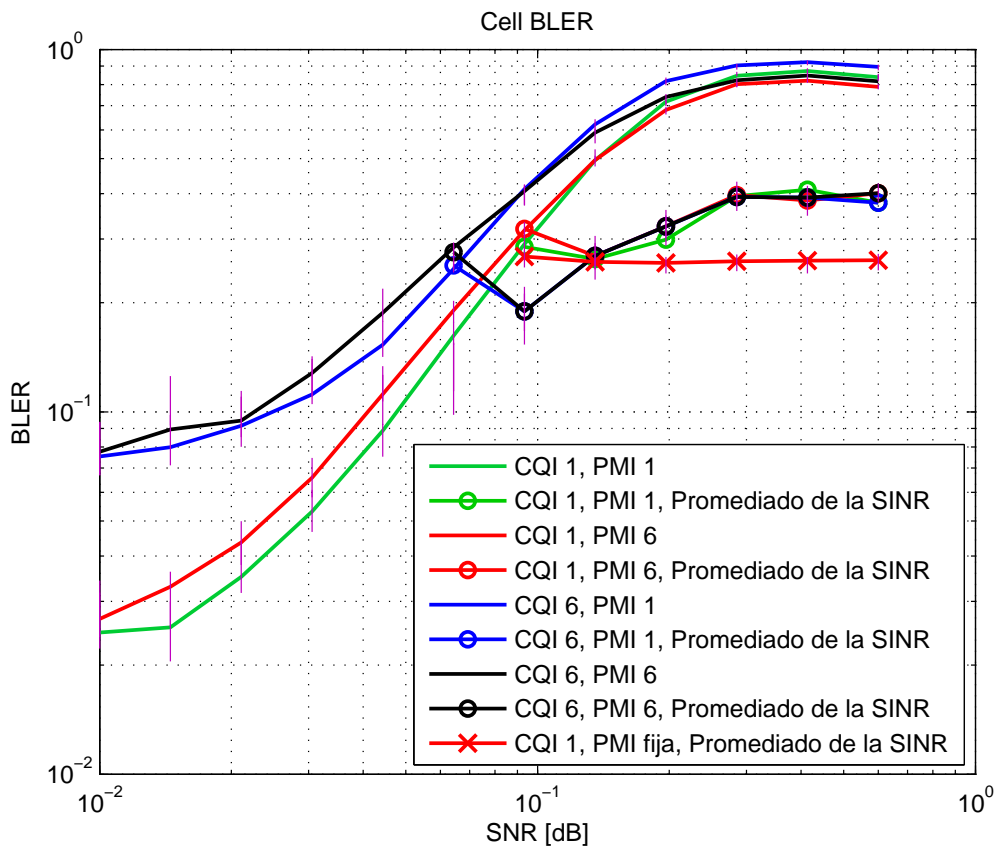


Figure 3-22 BLER en una celda con 6 usuarios y método de promediado de la SINR

4. CONCLUSIONES Y LINEAS FUTURAS DE INVESTIGACIÓN

Durante el desarrollo de este proyecto se ha comprobado a través de simulaciones en distintos escenarios como el rendimiento obtenido por el usuario en términos de throughput y BLER decrece considerablemente al aumentar la velocidad.

Los dos objetivos planteados al comienzo de esta memoria han sido satisfechos a través del desarrollo y la implementación de nuevos algoritmos de feedback que tienen en cuenta las estadísticas del canal de comunicaciones. Estos dos objetivos han sido, primeramente el cumplimiento de unos resultados de BLER que no excediesen el 10% por ser el punto de trabajo más alto recomendado en comunicaciones inalámbricas, y en segundo lugar la mejora del throughput obtenido por el usuario sin tener en cuenta que los valores de BLER superan el 10% en la mayoría de los casos.

A la hora de interpretar los resultados presentados se ha debido tener muy en cuenta que el proceso HARQ no pudo ser aplicado en las simulaciones, de manera que se esperan resultados que cumplan con el objetivo del 10% de BLER en la práctica.

Con respecto al estudio del CQI, durante el cual se ha empleado una configuración de antenas SISO, se puede concluir:

- Con el método del cálculo de la BLER esperada se ha conseguido el cumplimiento del objetivo de $BLER < 10\%$ para cualquier punto de frecuencia Doppler normalizada, sin embargo, ha supuesto una pérdida de throughput.
- Con los métodos diseñados para mejorar el throughput se ha conseguido un incremento importante de éste a partir de una frecuencia Doppler normalizada igual a 0.1 (que corresponde a 50km/h para un retardo en el UL de 1ms y una frecuencia portadora de 2.1GHz). Además de esto, los valores de BLER obtenidos han sido sustancialmente más bajos comparados con el resultado del algoritmo original, siendo todavía superiores al 10%.

En relación al estudio del RI y PMI, durante el cual se ha utilizado una configuración de antenas MIMO, las conclusiones más importantes son:

- Se ha observado un incremento del throughput y un descenso de la BLER con el empleo de configuraciones de antenas cada vez más complejas.
- Se ha estudiado en canales de comunicaciones con correlación temporal casi nula que un indicador de PMI fijo ofrece mejores resultados.

Finalmente mediante la evaluación de los métodos propuestos en canales selectivos en tiempo y frecuencia con múltiples usuarios se ha probado que:

- El método de la BLER esperada únicamente consigue el objetivo de $BLER < 0.1$ con una configuración de granularidad del CQI igual a uno (un valor de CQI calculado para cada RB/usuario) y un valor para PMI fijo.
- De nuevo el rendimiento tras aplicar los nuevos métodos que incrementan el throughput se ve mejorado con respecto al obtenido por el algoritmo original a partir de una frecuencia Doppler normalizada de 0.1 y alcanzando el mismo resultado de throughput y BLER independientemente de la granularidad del cálculo del CQI y PMI a partir de 0.25

A nivel personal, puedo decir que gracias al desarrollo de este proyecto no solo he ampliado enormemente mis conocimientos acerca de las comunicaciones móviles, sino que también he tenido la oportunidad de formar parte de un grupo de investigación compuesto por personas muy diferentes, que trabajan cada una intentando mejorar distintas partes, pero en el que se comparten ideas y sugerencias para la evolución de un proyecto común. Además, he aprendido a desenvolverme, expresar mi opinión, y realizar presentaciones en un idioma que no es mi lengua materna, el inglés.

Un aspecto muy importante para mí, es el hecho de que LTE es una realidad, es un estándar de comunicaciones que actualmente ya se está implementando, y que supone muchas mejoras con respecto a las tecnologías anteriores. Para mí esto ha supuesto la mayor motivación durante estos meses debido a que ha dado sentido al trabajo que he llevado a cabo.

Considero esta experiencia como única, por el hecho de haber estado viviendo y desarrollando este proyecto en un país diferente y también por el hecho de haber podido trabajar con el simulador LTE de la universidad de Viena, que tiene un gran potencial y es ampliamente conocido por los investigadores de LTE.

Aunque se ha trabajado con distintas configuraciones de antenas, modelos de canal y se han variado otros parámetros en las simulaciones, todavía quedan abiertas algunas líneas de investigación que pueden ser muy interesantes:

1. Comprobación que con la aplicación de las retransmisiones HARQ se cumpliría la recomendación de BLER por debajo del 10% para comunicaciones inalámbricas en cualquier escenario y con cualquier método propuesto.

2. Aplicación del modo 3 de transmisión, OLSM (*Open Loop Spatial Multiplexing*), que es el más ampliamente utilizado en escenarios a muy alta velocidad. Este modo no confía en la recomendación por parte del usuario de ninguna matriz de precodificación, que está fijada por el estándar, de manera que se alcanza ganancia de multiplexación y/o ganancia de diversidad. Debido a que solo el CQI y RI son adaptativos OLSM implementa diversidad de retardo de ciclo (*Cyclic Delay Diversity*) que básicamente consiste en desplazar la señal transmitida en tiempo y enviar las dos copias sobre diferentes antenas. Esto es posible sin que haya incremento de ISI ni ICI y aumentando la diversidad.
3. La estimación de canal implementada durante todas las simulaciones ha sido perfecta, no siendo completamente realista. Con la implementación de otro tipo de estimación de canal que no fuese perfecta se observarían pérdidas del rendimiento, con respecto a los resultados presentados en esta memoria, con el aumento de velocidad.
4. Evaluación de los métodos propuestos en configuraciones de antena MU-MIMO (Multi-User MIMO), multiplexando los usuarios sobre las capas espaciales. De todos modos con esta configuración no se puede esperar mucha mejora a altas velocidades de usuario ya que en estos casos siempre es recomendable la utilización de un mayor número de antenas en transmisión que en recepción.

Evolución temporal del trabajo realizado

Esta memoria es el resultado de siete meses de trabajo de investigación acerca de LTE en el simulador de nivel de enlace descendente disponible en la Universidad de Viena.

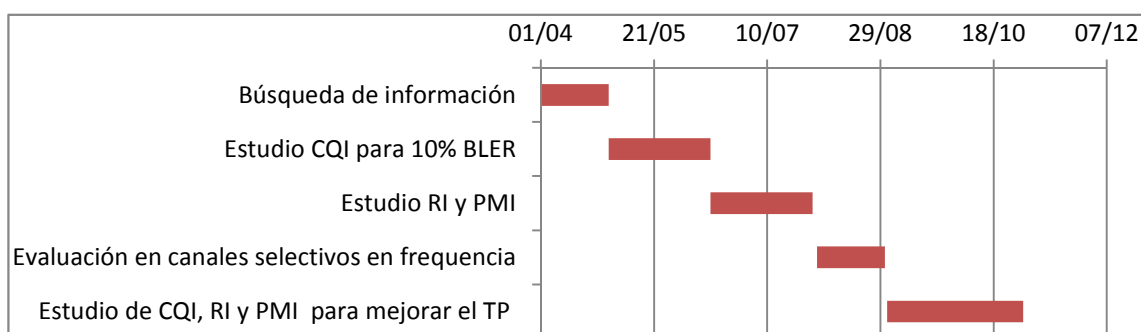
El primer mes estuvo dedicado a la búsqueda de información, lectura de libros especializados en LTE y en el funcionamiento del simulador. También estuvo dedicado a la familiarización con los códigos del simulador, compuesto por una gran cantidad de scripts y funciones, que aunque están basados en Matlab la notación utilizada al principio me resultó bastante compleja.

El siguiente mes y medio me concentré en la búsqueda de información más precisa acerca de comunicaciones inalámbricas en escenarios a alta velocidad, para poder llevar a cabo mi objetivo. Durante este tiempo implementé los dos algoritmos para el cálculo del indicador de feedback CQI que cumplen con el objetivo de BLER a la primera transmisión HARQ, empleando una configuración de antenas SISO.

Durante el siguiente mes y medio estuve investigando el cálculo del RI y PMI, utilizando una configuración de antenas MIMO. Estudié la desventaja de la adaptación del PMI y del cálculo de la información mutua en los escenarios en los que se desarrolla el proyecto, modificando el cálculo de estos indicadores en los códigos originales.

Después de esto, durante el siguiente mes pasé a utilizar canales selectivos en frecuencia estudiando el rendimiento con varios usuarios. Me familiaricé con el cálculo de los indicadores en términos de sub-bandas y estudié la manera en que se asignan los recursos físicos a los distintos usuarios, mediante las estrategias de scheduling disponibles en el simulador.

Los dos últimos meses los dediqué a implementar los cuatro métodos que mejoran el throughput en el usuario, de nuevo con una configuración SISO y aplicándolos más tarde junto con las mismas modificaciones realizadas previamente para el cálculo del RI y PMI en configuraciones MIMO y en canales selectivos en frecuencia con varios usuarios. En esta memoria solamente se han explicado los dos que mejores resultados ofrecen, en el anexo se pueden consultar los otros dos.



Referencias

- [1] JC Ikuno, C Mehlführer and M Rupp, "A novel link error prediction model for OFDM systems with HARQ" *Proc. IEEE International Conference on Communications (ICC 2011), Kyoto, Japan, 2011*
- [2] Starsky H.Y. Wong, Hao Yang, Songwu Lu and Vaduvur Bharghavan, "Robust Rate Adaptation for 802.11 Wireless Networks", 2006
- [3] Pravin Shankar, Tamer Nadeem, Justinian Rosca and Liviu Iftode "CARS: Context-Aware Rate Selection for Vehicular Networks", IEEE 2008
- [4] Technical Specification Group Radio Access Network, "E-UTRA; physical channels and modulation," 3GPP, Tech. Rep. TS 36.211 Version 8.7.0, May 2009.
- [5] S. Caban, C. Mehlführer, M. Rupp and M. Wrulich, "Evaluation of HSPA and LTE: From Testbed Measurements to System Level Performance", 2011.
- [6] Stefan Schwarz, Christian Mehlführer and Markus Rupp, "Calculation of the Spatial Preprocessing and Link Adaption Feedback for 3GPP UMTS/LTE", in *Proc. IEEE Wireless Advanced 2010*, London, UK, 2010.
- [7] Stefan Schwarz and Markus Rupp, "Throughput maximizing feedback for MIMO OFDM based wireless communication systems", in *Proc. Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*, 2011 San Francisco, CA.
- [8] Erik Dahlman, Stefan Parkvall, and Johan Sköld "4G LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband", 2011
- [9] Ramón Agusti, Francisco Bernardo, Fernando Casadevall, Ramon Ferrús, Jordi Pérez-Romero, Oriol Sallent, "LTE: nuevas tendencias en comunicaciones móviles", 2010.
- [10] M. J. Gans, "A power-spectral theory of propagation in the mobile-radio environment," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-21, pp. 27–38, Feb. 1972.
- [11] R. H. Clarke, "A statistical theory of mobile-radio reception," *Bell Syst. Tech. J.*, pp. 957–1000, Jul.–Aug. 1968.
- [12] C. Mehlführer, J. C. Ikuno, M. Šimko, S. Schwarz, M. Wrulich, and M. Rupp, "The Vienna LTE simulators – Enabling Reproducibility in Wireless Communications Research", *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2011.
- [13] S. Schwarz, J. C. Ikuno, M. Šimko, M. Taranetz, Qi Wang and M. Rupp, "Pushing the Limits of LTE: A Survey on Research Enhancing the Standard", *IEEE Access*, 2013.

[14] Hassaan Touheed, Atta Ul Quddus and Rahim Tafazolli, "An Improved Link Adaptation Scheme for High Speed Downlink Packet Access", *Vehicular Technology Conference, 2008*. VTC Spring 2008. IEEE, Singapore.

[15] S. Schwarz, M. Wrulich, and M. Rupp, "Mutual Information based Calculation of the Precoding Matrix Indicator for 3GPP UMTS/LTE", in *Proc. IEEE Workshop on Smart Antennas 2010*, Bremen, Germany.

[16] Stefan Schwarz, Christian Mehlführer and Markus Rupp, "Throughput Maximizing Multiuser Scheduling with Adjustable Fairness", *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, 2011, Kyoto.

[17] <http://www.4gamericas.org/index.cfm?fuseaction=page§ionid=272>. Última visita a la web, Noviembre de 2014.

[18] White Paper, "Architectural Considerations for Backhaul of 2G/3G and Long Term Evolution Networks". Disponible en http://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/mobile-internet/white_paper_c11-613002.html. Última visita a la web, Noviembre de 2014

[19] White paper, "Doppler Spread and Coherence Time". Disponible en <http://www.ni.com/white-paper/14911/en/>. Última visita a la web, Noviembre de 2014.